NUMERO DOPPIO 1-2

Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo Terzo

GENNAIO — 1946 —

ANNO XVIII

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

LIRE 60.—

RIVISTA QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Direzione, Amministrazione: Milano, Via Senato 24, Telefono 72.908
Conto corrente postale n. 3/24227
Ufficio Pubblicità: Via Inama, 21 - Milano

Abbonamento annuo L. 500
Un fascicolo separato L 30. Questo numero doppio L. 60. Estero il doppio

SOMMARIO

COMANDO UNICO NELLE SUPERETERODINE

CALCOLO DEGLI ELEMENTI CHE COMPONGONO I CIRCUITI PRESELETTORI E OSCILLATORI

del Prof. Dott. Ing. G. Dilda

1. - *Generalità*

Per scegliere, fra le diverse stazioni che trasmettono, quella che si desidera ricevere, occorre regolare un certo numero di circuiti risonanti provvisti di convenienti organi di regolazione. Com'è noto questi organi sono generalmente costituiti da altrettanti condensatori variabili per la regolazione continua (regolazione di sintonia) e da un egual numero di commutatori per la sostituzione delle bobine allorchè il ricevitore è previsto per la ricezione in più campi di frequenza (*commutazione di gamma*). Assai raramente la regolazione di sintonia viene ottenuta mediante una regolazione continua dell'induttanza.

Nei moderni radioricevitori la regolazione della sintonia viene generalmente effettuata con un'unica manovra che comanda contemporaneamente tutti i condensatori variabili dei diversi circuiti oscillatori.

Anche la commutazione di gamma richiede un solo comando, ma ciò non offre difficoltà.

Il comando unico dei diversi condensatori variabili presenta due aspetti: 1) i circuiti oscillatori debbono essere accordati, in ogni punto della regolazione, sulla stessa frequenza; 2) un circuito oscillatorio deve risultare accordato su una frequenza pari a quella dell'altro aumentata di uno scarto costante fM.

È noto che si presenta il primo caso nei ricevitori ad amplificazione diretta sulla radiofrequenza in arrivo oppure nei diversi circuiti oscillatori del preselettore di un ricevitore a conversione di frequenza. Si presenta invece il secondo caso fra il circuito dell'oscillatore locale e quello (o quelli) del preselettore di un ricevitore a conversione di frequenza.

2. - *Accordo dei circuiti oscillatori sulla stessa frequenza.*

Se due condensatori variabili hanno, per uguali rotazioni angolari dell'armatura mobile, uguali capacità, cioè hanno la stessa legge di variazione, accoppiandoli a due bobine di eguale induttanza ed eguale capacità distribuita si ottengono due circuiti oscillatori i quali sono accordati fra loro ogni qualvolta i rotori dei condensatori variabili sono ugualmente ruotati. Perciò se i circuiti oscillatori devono essere contemporaneamente in risonanza sulla stesa frequenza, la manovra dei condensatori variabili può essere unica calettando i rotori sullo stesso asse, purchè i condensatori siano identici e così pure le induttanze.

Per compensare le possibili imperfezioni si adottano vari accorgimenti. In primo luogo, in sede di « messa a punto » del ricevitore, si accordano i diversi circuiti fra loro con i condensatori quasi completamente inseriti cioè verso il massimo della capacità. Ciò si ottiene ritoccando i valori dell'induttanza. Le induttanze sono in generale tarate prima del montaggio nel ricevitore, quindi si rende necessario solo un piccolo ritocco del loro valore.

Per rendere più agevole ciò si usano vari metodi. Per esempio le induttanze avvolte in un solo strato si costruiscono in modo da avere le ultime tre o quattro spire un po' scostate dalle altre; avvicinando più o meno queste spire, si può regolare, entro ristretti limiti, l'induttanza totale. Ora si usano spesso anche altri tipi di avvolgimento provvisti di un nucleo magnetico per alta frequenza costituito cioè di ferro di ottime caratteristiche magnetiche, polverizzato molto finemente e conglomerato con materiale dielettrico di buona qualità. Esso ha comunemente la forma di un cilindretto filettato che può essere più o meno introdotto nel supporto della bobina, consentendo così la sua regolazione.

Con ciò si ottiene l'accordo con i condensatori regolati in prossimità della loro capacità massima. Tale accordo potrà non esere più soddisfatto allorquando i condensatori sono quasi del tutto aperti. Ciò si può manifestare per esempio in seguito alla diver-

sità della capacità propria delle bobine.

Per ottenere l'accordo anche in questa posizione senza influire che in maniera ridotta sull'accordo già ottenuto sulle onde più lunghe, i condensatori variabili sono provvisti di un piccolo condensatore, regolabile fra qualche pF e qualche decina di pF, chiamato *compensatore in parallelo*. L'effetto della variazione di capacità del compensatore è piccolo allorquando la capacità del condensatore variabile è grande giacchè percentualmente la variazione di capacità è ridotta. Viceversa allorquando il condensatore variabile è quasi del tutto aperto l'influenza del compensatore è notevole, perciò è possibile, mediante esso, ottenere l'accordo sulle onde più corte. Alcune verifiche dell'accordo, prima con condenatore variabile aperto onde ritoccare il compensatore, permettendo di arrivare, con pochi tentativi, alle condizioni migliori.

Una volta ottenuto l'accordo verso le posizioni estreme esso dovrebbe essere soddisfatto anche nelle posizioni intermedie se i condensatori sono ben costruiti cioè in modo da avere la stessa legge di variazione. Comunque per compensare le piccole differenze, una od ambedue le lamine esterne dell'armatura mobile portano tagli radiali, che giungono fino in prossimità del centro della lamina e la dividono in settori, come è indicato in fig. 1. Piegando questi settori è possibile cambiare lievemente la legge di variazione del condensatore variabile ed ottenere il perfetto accordo in ogni punto. È questa un'operazione che bisogna fare con molta cura e solo allorquando si è sicuri della sua necessità.

Concludendo, l'accordo dei diversi circuiti, operazione che viene chiamata *allineamento del ricevitore*, si fa regolando le induttanze, allorquando i condensatori variabili sono quasi completamente chiusi e regolando i compensatori in parallelo quando i condensatori sono quasi completamente aperti. Poi, se è necessario, si può ottenere un perfetto accordo nelle posizioni intermedie piegando lievemente i settori della lamina esterna sezionata di cui sono provvisti i condensatori variabili.

3. - *Comando unico nei ricevitori a cambiamento di frequenza.*

Il problema della manovra unica nei circuiti a cambiamento di frequenza persenta una ulteriore difficoltà da risolvere. Infatti il circuito dell'oscillatore non deve essere accordato sulla stessa frequenza dei circuiti preselettori, ma su una frequenza costantemente più grande di una quantità uguale al valore prescelto per la media frequenza.

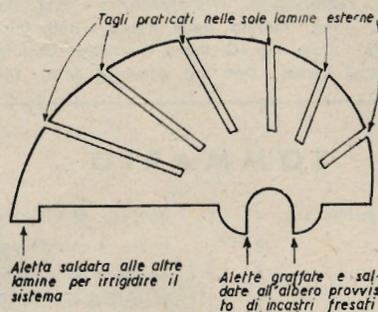



Fig. 1. — *Lamina esterna di un condensatore variabile provvisto di tagli radiali che consentono di migliorare l'allineamento piegando, secondo le esigenze, ogni singolo settore.*

Tale problema è stato risolto in modi diversi (bibl. 1). Il primo consiste nell'impiegare condensatori variabili multipli, di cui una delle unità, quella che serve per l'oscillatore, ha una legge di variazione diversa da quella delle altre unità impiegate per il preselettore. Per ottenere ciò il profilo delle armature mobili del condensatore dell'oscillatore è diverso da quello degli altri ed è scelto in maniera che, accoppiando i diversi condensatori con induttanze di valore ben determinato, di cui quella dell'oscillatore è generalmente minore, si ottiene il voluto scarto, di valore costante, fra le frequenze di risonanza. Il condensatore dell'oscillatore ha pure una minore capacità (la frequenza generata localmente è maggiore di quella ricevuta). Ciò si ottiene usando un minore numero di lamine, o meglio, spaziandole di più.

Per l'allineamento si segue lo stesso metodo precedentemente indicato cioè l'accordo dei diversi circuiti sulle rispettive frequenze viene ottenuto ritoccando i valori delle induttanze, allorquando i condensatori variabili sono quasi completamente inseriti e regolando i compensatori in parallelo allorquando i condensatori variabili sono quasi completamente aperti.

Questo metodo è stato generalmente abbandonato col diffondersi dei ricevitori a più gamme d'onda perchè esso non consente tale possibilità. Infatti la legge di variazione del condensatore variabile dell'oscillatore risulta diversa per ogni gamma. Inoltre non può essere cambiato il valore della frequenza intermedia. Occorrerebbe cioè un tipo diverso di condensatore per ogni gamma e per ogni valore scelto per la media frequenza.

Un secondo metodo per l'allineamento consiste nell'usare bobine e condensatori uguali. Questi ultimi devono esere profilati in modo da determinare una variazione lineare di frequenza. In tal caso, se i condensatori vengono calettati con un certo angolo di sfasamento l'uno rispetto all'altro, le frequenze di risonanza dei due circuiti oscillatori differiscono fra loro di uno scarto costante e il problema risulta così risolto. Il sistema presenta due inconvenienti. Il primo consiste nel fatto che viene limitato l'angolo utile di regolazione. Tale inconveniente può essere eliminato usando speciali condensatori differenziali (bibl. 1 e 5). Il secondo inconveniente consiste nel fatto che anche con questo sistema non è possibile usare gli stessi condensatori variabili per la ricezione di diverse gamme d'onda. Infatti il profilo delle lamine necessario per ottenere le variazioni lineari di frequenza è funzione del valore dell'induttanza a cui il condensatore viene accoppiato e della capacità residua.

Infine si sono escogitati vari sistemi meccanici per comandare i due condensatori variabili con angoli di rotazione diversi e tali da soddisfare

all'allineamento. Anche questi metodi, che risultano costosi e ingombranti, non sono adattabili alla ricezione di più gamme d'onda.

4. - *Comando unico ottenuto con condensatori variabili uguali.*

La soluzione ora generalmente usata per l'allineamento nei ricevitori a conversione di frequenza consente di far uso di condensatori variabili uguali ed egualmente calettati. Ciò è di grande vantaggio non solo perchè resta così normalizzata la costruzione dei condensatori, ma anche perchè in tal modo il progetto del condensatore resta vincolato dalla scelta della gamma o delle gamme di ricezione.

Il problema consente solo soluzioni approssimate che possono essere di vario genere (bibl. 8).

A questo proposito si può osservare che il campo di regolazione dell'oscillatore locale e quindi anche quello del suo condensatore di accordo, deve essere percentuamente più ristretto di quello del preselettore. Ciò si può ottenere sia derivando un condensatore C_P sul condensatore variabile C_V sia inserendo invece un condensatore in serie C_S. Generalmente questi condensatori sono semiregolabili e consentono, in sede di collaudo del ricevitore, la scelta della migliore condizione di allineamento. Essi si chiamano perciò rispettivamente *compensatore in parallelo* e *compensatore in serie*.

L'adozione di uno solo di questi condensatori permette soluzioni per le quali lo scarto fra la frequenza di accordo del preselettore f_P e quella dell'oscillatore f_L varia notevolmente (bibl. 8) e risulta esattamente uguale alla media frequenza solo per due punti della gamma (*punti di allineamento*). Ciò dipende dal fatto che in tal caso si può agire unicamente su due parametri del circuito dell'oscillatore locale: l'induttanza L e la capacità in serie C_S oppure quella in parallelo C_P.

Si può osservare che, mentre l'inserzione della capacità C_S determina una riduzione percentualmente più importante quando il condensatore variabile è chiuso, la derivazione di C_P determina invece un aumento percentualmente più importante quando il condensatore variabile è aperto. Di conseguenza conviene adottare contemporaneamente ambedue i condensatori C_P e C_S. Si potranno ottenere in tal caso tre punti di allineamento in luogo di due. Di questi quello situato in corrispondenza delle frequenze più elevate (condensatore variabile aperto) dipenderà prevalentemente dalla scelta di C_P, quello a frequenza più bassa (condensatore variabile chiuso) dipenderà prevalentemente da C_S e quello intermedio da L.

Inoltre al di fuori dei punti di allineamento la differenza Δf fra la frequenza di accordo del preselettore e quella in arrivo, che chiameremo *disaccordo* ($\Delta f = f_P - f_A = f_P + f_N - f_L$) risulta contenuta entro limiti assai più ristretti di quelli che si ottengono nel caso in cui si usi uno solo dei condensatori C_P e C_S. In fig. 2 è rappresentato un andamento tipico del disaccordo relativo $\Delta f/f_A$. La curva 1 si riferisce al caso in cui i valori C_S, C_P ed L sono stati scelti convenientemente. Invece la curva 2 si riferisce al caso in cui l'induttanza è troppo grande. Mentre nel primo caso gli scarti massimi son quasi uguali fra loro e non superano il 0,5% della frequenza ricevuta, nel secondo caso tali scarti sono più grandi e, verso le frequenze più elevate, raggiungono, nel caso di figura 2, il 0,75%.

È da notare che l'importanza di tali scarti non è così grande come si potrebbe ritenere, ciò perchè la selettività del preselettore non è molto spinta dovendo provvedere alla selettività complessiva del ricevitore solo in limitata misura. Il suo ufficio principale è infatti quello di evitare i disturbi dovuti alle frequenze spurie. Pertanto, effettuando la manovra manuale di sintonia di un ricevitore, a regolazione raggiunta essa corrisponderà alla posizione per cui il generatore locale produce, quasi esattamente, una tensione di frequenza tale da ottenere, col segnale in arrivo, la media frequenza desiderata. Di conseguenza il preselettore, che è comandato contemporaneamente, risulterà disaccordato, rispetto alla frequenza della stazione ricevuta, del valore indicato nella fig. 2.

Fig. 2. — *Curve dell'errore percentuale di allineamento in un circuito a conversione di frequenza allineato mediante l'inserzione di un compensatore in serie e di uno in parallelo nel circuito dell'oscillatore locale.*

Per ottenere che tali scarti siano minimi occorre scegliere convenientemente i punti di allineamento. Indichiamo con f_1 ed f_2 le due frequenze estreme della gamma considerata e con f_x, f_y, f_z le frequenze da scegliere per effettuare l'allineamento. Per la scelta di f_x, f_y, f_z si possono seguire vari criteri: Si può ottenere che i quattro massimi scarti della curva di fig. 2 siano pressochè uguali oppure che siano uguali gli scarti assoluti in kHz in luogo di quelli percentuali. Un altro criterio può essere quello di rendere minima l'area del diagramma degli scarti percentuali oppure assoluti. Si può inoltre avere interesse a ridurre lo scarto Δf in una particolare zona della gamma, per esempio quella centrale rinunciando ad un più preciso allineamento alle due estremità, ecc. Ciò mostra che la scelta è un po' arbitraria. Per semplicità si potranno usare le seguenti espressioni semiempiriche di facile calcolazione che consentono di ottenere una condizione media fra quelle sopra elencate:

$$[1] \quad \begin{cases} f_x = \sqrt{f_1 \, f_2} - 0{,}31\,(f_2 - f_1) \\ f_y = \sqrt{f_1 \, f_2}; \\ f_z = \sqrt{f_1 \, f_2} + 0{,}5\,(f_2 - f_1). \end{cases}$$

Queste espressioni si possono usare quando il rapporto di gamma f_2/f_1 ha un valore di circa $2{,}5 \div 3{,}5$ come avviene normalmente nelle gamme delle onde medie e delle onde lunghe dei ricevitori commerciali per radioaudizione circolare. In figura 2 tale rapporto è 3. Invece nelle gamme delle onde corte tale rapporto è generalmente assai minore. In tal caso per f_2/f_1 intorno a 2 si potranno usare le espressioni:

$$[1'] \quad \begin{cases} f_x = \sqrt{f_1 \, f_2} - 0{,}35\,(f_2 - f_1) \\ f_y = \sqrt{f_1 \, f_2} \\ f_z = \sqrt{f_1 \, f_2} + 0{,}47\,(f_2 - f_1) \end{cases}$$

ed infine per $f_1/f_2 < 1{,}5$ si useranno le espressioni:

$$[1''] \quad \begin{cases} f_x = \sqrt{f_1 \, f_2} - 0{,}4\,(f_2 - f_1) \\ f_y = \sqrt{f_1 \, f_2} \\ f_z = \sqrt{f_1 \, f_2} + 0{,}43\,(f_2 - f_1). \end{cases}$$

Di solito le regolazioni consentite nel circuito sono due: quella del compensatore in parallelo C_P col quale si allineano i circuiti sulla frequenza di allineamento f_z e quella del compensatore in serie C_S col quale si effettua l'allineamento sul punto di frequenza f_x. Poi si può cercare ove capita il terzo punto di allineamento. Se esso non si trova sulla frequenza f_y vuol dire che il valore di L non è quello più corretto. Nell'ipotesi che l'induttanza sia regolabile, essa verrà regolata fino ad ottenere la condizione voluta. Tali operazioni si devono ripetere più volte fino a raggiungere, per successivi tentativi, le migliori condizioni di allineamento.

(Continua)

NOTA: I riferimenti bibliografici saranno riportati al termine dell'articolo.

MODULAZIONE DI FREQUENZA

dell'Ing. Vincenzo Parenti

(Continuazione dal Numero Unico 1945)

... I guadagni precedentemente trovati per una onda modulata in frequenza, in presenza di un disturbo di natura continua od a impulsi, vengono a totalizzarsi come dalla seguente tabellina.

	Disturbo continuo	Disturbo ad impulso
Guadagno generale S/N . . .	$\mu\sqrt{3} = 8{,}65 = 18{,}75$ db	$2\ \mu = 10 = 20$ db
Guadagno dovuto alla sola esalt.	7,35 db	4,5 db
Guadagno di potenza	2 : 1 = 3,00 db	3 db
	29,10 db	27,5 db

F. M. — 75 $\mu = 5$

Prima di passare alla applicazione pratica di questi valori è bene al riguardo precisare quanto segue:

Le relazioni fondamentali che in genere vengono applicate nello studio dei rapporti Segnale/disturbo (S/N) all'uscita del ricevitore, sono le seguenti:

$\mu\sqrt{3}$ per un disturbo continuo [3]

$2\ \mu$ per un disturbo ad impulsi [4]

L'equazione [3] si applica quando le tensioni all'uscita vengono misurate od in valori efficaci, o in valori di cresta, mentre la [4] è valida solo per i valori di cresta.

Tenendo appunto presenti queste due equazioni si è tracciato il diagramma della fig. 17 riferendoci a due modulazioni F.M.-15 ed F.M.-60.

Infatti per la F.M.-15 ($\mu = 1$)

la [3] diviene $1{,}73 = 4{,}7$ db

e per la F.M.-60

la [3] diviene $6{,}92 = 16{,}8$ db

mentre per un disturbo ad impulso la [4] ci dà:

per la F.M.-14 $2 = 6$ db

per la F.M.-60 $8 = 18$ db

Questi valori sono naturalmente riferiti alla retta A.M. che è quella della modulazione di ampiezza. Come visibile dallo stesso diagramma e come ci insegna la teoria, queste equazioni si applicano solo quando il rapporto Portante/disturbo (C/N) supera un certo valore critico che possiamo chiamare valore di soglia.

In un sistema F.M. il valore di soglia, si ha quando le punte di tensione del disturbo e della portante raggiungono un eguale valore nel canale a media frequenza del ricevitore F.M.

Per rapporti C/N minori di questo valore il guadagno minimo realizzabile diventa naturalmente inferiore, e può, anche, non superare quello realizzabile in un sistema A.M.

L'influenza di questo rapporto C/N sul rapporto S/N all'uscita del ricevitore F.M., sempre comparativamente a un sistema A. M., è visibile nel diagramma 17.

Lo studio teorico di una onda modulata di frequenza porta a parità della tensione che alimenta in entrata i due ricevitori F.M. ed A.M., alle seguenti relazioni per i due rapporti portante/disturbo, C/N e Ca/Na nei rispettivi canali di media frequenza:

$$\frac{C_a}{N_a} = \frac{C}{N}\sqrt{\mu} \qquad [5]$$

disturbo cont. (valori eff. e di cresta)

$$\frac{C_a}{N_a} = \frac{C}{N}\mu \qquad [6]$$

disturbo ed impulsi (valori di cresta)

Dando ora a C/N il valore dell'unità, secondo la definizione di soglia, si perviene ai seguenti risultati che individuano i punti *o, u, z*.

Dalla [5] per

$$\text{F.M.-15}\quad \frac{C_a}{N_a} = \frac{C}{N}\sqrt{1} = 1 = 0 \text{ db}$$

ascisse punto *o*

$$\text{F.M.-60}\quad \frac{C_a}{N_a} = \frac{C}{N}\sqrt{4} = 2 = 6 \text{ db}$$

ascisse punto *u*

e dalla [6] per

$$\text{F.M.-15}\quad \frac{C_a}{N_a} = \frac{C}{N} \times 1 = 1 = 0 \text{ db}$$

ascisse punto *o*

$$\text{F.M.-60}\quad \frac{C_a}{N_a} = \frac{C}{N} \times 4 = 4 = 12 \text{ db}$$

ascisse punto *z*

Quando il rapporto portante/disturbo si mantiene sotto questi valori, il guadagno F.M. sulla A.M. non è più retto dalle [3] e [4] anzi, poichè la teoria non permette una effettiva valutazione del rapporto S/N nella regione compresa tra gli altri rapporti C/N e quelli dei valori di soglia, questa porzione delle curve risulta tracciata a linee punteggiate.

Tutti questi risultati teorici, come in seguito anche quelli sperimentali, si sono ottenuti misurando il disturbo ed il segnale ciascuno da solo in assenza dell'altro.

Se vorrà tenersi conto del guadagno ottenibile dal trasmettitore (supponiamo per un rapporto di potenza di 4 a 1 = 6 db) bisognerà tracciare le curve secondo le seguenti equivalenti alle [3], [4], [5], [6].

$$\frac{Sf/Nf}{Sa/Na} = 2\ \mu\sqrt{3}$$

disturbo cont. valori cresta [3]'

$$\frac{Sf/Nf}{Sa/Na} = 4\ \mu$$

disturbo ad impulso valori cresta [4]'

$$\frac{Ca}{Na} = \frac{C}{2N} = \sqrt{\mu}$$

disturbo cont. valori eff. o di cresta [5]'

$$\frac{Ca}{Na} = \frac{C}{2N}\mu$$

disturbo ad impulso valori cresta [6]'

Queste nuove curve teoriche sono state riportate nel diagramma 18; mentre quelle sperimentali, sempre relative alle medesime condizioni di lavoro, nel caso di un disturbo continuo sono visibili nel diagramma fig. 19.

Come già detto questi risultati sono stati ottenuti misurando i valori di punta del disturbo a solo ed a solo il segnale e poi facendo il rapporto di questi due valori per ottenere il rapporto S/N riportato nelle ordinate.

Poichè il fattore di cresta del segnale è 3 db e quello delle fluttuazioni del disturbo è circa 13 db i rapporti S/N misurati in valori efficaci sono 10 db superiori rispetto a quelli corrispondenti di punta. Da questo diagramma come dai precedenti teorici, risulta come il valore del rapporto C/N che deve essere superato per poter totalizzare il guadagno dovuto all'equazione 3 è maggiore del maggiore μ poichè questo determina una più ampia banda di risposta del ricevitore e per conseguenza una accettazione maggiore di disturbi da parte del ricevitore medesimo.

Questo valore critico minimo sotto cui è bene non scendere, è maggiore con disturbi ad impulsi che con quelli di natura continua; per quest'ultimo tipo di disturbo esso è dell'ordine di 2-4 db per i sistemi a larga banda, e molte volte maggiore per i disturbi ad impulso.

La fig. 19 indica il diverso comportamento del disturbo misurato all'uscita del ricevitore in valori efficaci od in valori di punta. Per rapporti C/N minori del valore di soglia nel primo

caso si ha un comportamento più favorevole, dato la loro inclinazione meno ripida che mostra una riduzione dell'energia contenuta nel disturbo, comportamento favorevole che si an-

Fig. 17

Fig. 18.

nulla, nel caso della F.M.-15, per un disturbo avente ampiezza più che doppia della portante.

Questa differenza di comportamento tra il segnale di uscita misurato in valori di punta è particolarmente pronunziata per μ piccoli.

Bisogna anche considerare due fenomeni che si presentano nella ricezione di un'onda F.M., in presenza di un disturbo e che determinano un'azione *limitatrice* ed una di *depressione*.

L'azione limitatrice è prodotta, nei ricevitori F.M., dalle caratteristiche di filtro degli stadi di media frequenza.

Unitamente alla selettività dei circuiti a bassa frequenza viene *limitato* il valore massimo che il disturbo può raggiungere all'uscita ad un valore che è il massimo valore del segnale di uscita ottenibile (come fissato dal limitatore) diviso per $\sqrt{\mu}$ nel caso di un disturbo continuo, od a un valore non maggiore di questo massimo diviso per μ nel caso di un disturbo ad un impulso.

Ciò può ricavarsi analiticamente in una forma semplificata dalle [5] e [6]; infatti:

$$\frac{Ca}{Na} = \frac{C}{N}\sqrt{\mu}$$

e nel caso limite del valore di soglia ($C = N$) si ha:

$$\frac{C_a}{Na} = \sqrt{\mu} \text{ da cui } Na = \frac{C_a}{\sqrt{\mu}} \qquad [7]$$

e per la [6]:

$$\frac{C_a}{Na} = \mu \text{ da cui } Na = \frac{Ca}{\mu} \qquad [8]$$

fig. 19

Questa azione è equivalente al limitatore di ampiezza dei sistemi A.M. e, come può dedursi dalle [7] e [8], a parità di Ca, ha una particolare efficacia per i disturbi di natura ad impulso.

L'azione di depressione è tale da ridurre il segnale in presenza di un disturbo di notevole intensità.

Ciò significa che quando i rapporti portante/disturbo tendono a divenire inferiori a quelli di soglia, questa *depressione*, o *smorzamento*, del segnale (ad esempio in presenza di disturbi ad impulso come quelli dovuti all'accensione dei motori a scoppio, magneti ecc, aventi caratteristiche di breve durata, forte intensità e succedentisi ad una frequenza relativamente bassa) è tale in definitiva da rendere inaudi-

bile il segnale. Si può a questo riguardo concludere che i sistemi a basso μ sono superiori a quelli ad alto μ.

Altro punto a favore dei sistemi F.M. è quello riguardante le interferenze dovute ai canali comuni ed alla modulazione incrociata.

Il principale effetto dell'azione della limitazione delle punte è pertanto non quello di aumentare il rapporto segnale/disturbo, ma bensì prevenire che copiose punte di disturbo rendano molto difficoltosa la ricezione.

Quando due trasmettitori modulati in frequenza, posti entro il campo di ricezione di un apparato, operano sulla medesima frequenza, il particolare segnale che è più intenso tende a sopprimere pressochè completamente il segnale più debole e previene che la modulazione di quest'ultimo possa apparire all'uscita del ricevitore.

Questa soppressione può considerarsi perfetta se l'ampiezza del segnale desiderato è come minimo, doppia di quello più debole. La soppressione può considerarsi buona anche con rapporti di intensità molto prossimi all'unità.

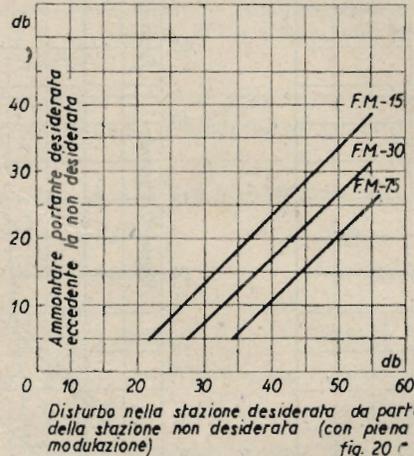
Il risultato è in definitiva tale da rendere possibile di situare due stazioni F.M. più vicine geograficamente che nel caso di stazioni A.M. (operanti sulla medesima frequenza).

L'analisi dell'interferenza residua che può prodursi mostra che essa è formata di due principali tipi:

I) vi è una modulazione incrociata e, come diretta conseguenza, la modulazione del segnale più debole può apparire all'uscita del ricevitore quando il segnale più forte non è modulato. La modulazione incrociata può essere mantenuta a proporzioni piccole provvedendo a che l'ampiezza del segnale desiderato sia al minimo di poco maggiore del segnale desiderato.

II) può notarsi la presenza di una nota di battimento tra i due segnali. Questa nota di interferenza varia in frequenza in accordo con la differenza dell'istantanea frequenza di deviazione

Disturbo nella stazione desiderata da parte della stazione non desiderata (con piena modulazione) fig. 20

Rapporti portante disturbatrice / portante desiderata fig. 21

dei due segnali, e con forti variazioni di frequenza può divenire inaudibile durante una certa porzione di tempo. L'ampiezza della nota di battimento è proporzionale dunque in ogni momento all'istantanea differenza di frequenza, mentre il suono è scoppiettante e simile ad un friggio ed è massimo quando i due segnali hanno eguale ampiezza.

Per rendere trascurabile l'intensità di questa nota di battimento o renderla inaudibile, il rapporto di tensione fra il reparto desiderato e quello indesiderato deve aggirarsi su 10 ÷ 20 db ed è maggiore della maggiore deviazione di frequenza del sistema.

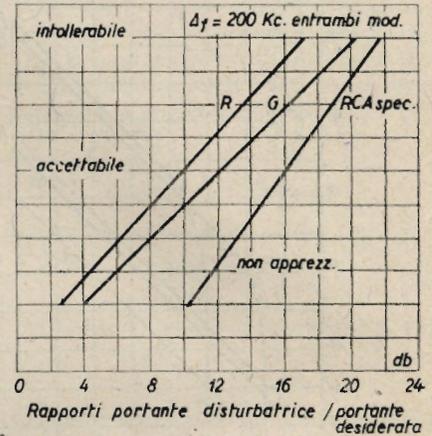
Tutte queste considerazioni possono in parte essere ricavate dall'accurato esame del diagramma 20. Incidentalmente se il ricevitore è sensibile alla modulazione di ampiezza può presentarsi il fenomeno di modulazione incrociata tra due segnali F.M. lavoranti su bande adiacenti. Ciò nei casi generali non dà preoccupazione purchè vi sia un certo scarto di frequenza tra portanti delle due stazioni.

Il valore minimo per questo scarto, è bene si aggiri verso i 500 Kc, sebbene un valore di 200 Kc. si mostri già in pratica sufficiente. Osservare al riguardo il diagramma 21.

Un altro vantaggio della F.M. è che le variazioni di ampiezza dovute al fading possano essere direttamente compensate dall'azione del limitatore; per quel che riguarda la sovramodulazione inoltre, che in A.M. può produrre delle distorsioni notevoli, delle brevi escursioni oltre il Δf prefissato non determinano in generale distorsioni apprezzabili.

A conclusione di quanto detto possiamo riassumere:

a) le relazioni 3 e 4 mostrano che il miglioramento nella ricezione cresce col crescere della deviazione di frequenza e cioè, a parità di Δa, col crescere di μ.

b) Più precisamente però i sistemi ad alto μ (30/75 Kc. o a larga banda) sono da preferirsi quando interessano elevati rapporti segnale/disturbo, mentre i sistemi a piccolo μ (5/20 Kc. o a banda stretta) sono più indicati se è tollerabile un relativamente più basso rapporto segnale/disturbo, mentre risulta maggiore il campo di servizio, cioè la zona che può essere coperta dalla emissione F.M.

In altre parole i sistemi F.M. a larga banda sono indicati per trasmissioni broadcasting ad alta fedeltà, mentre qualora deve assolversi una funzione di collegamento (polizia, traffico aereo, ecc.) i sistemi a banda stretta dànno migliori risultati, poichè come abbiamo già detto la comprensibilità non è seriamente compromessa da un aumentare modesto di disturbo, mentre il campo di servizio assume in questi impieghi un'importanza molto grande.

c) Ulteriori considerazioni teoriche, già accennate, e prove sperimentali conducono però a fissare per μ un valore oscillante secondo i casi tra 3 e 5. Il guadagno ottenibile è in generale di 10, cioè il livello dei disturbi viene ridotto di 20 db ovvero 2,5 neper.

Con queste conclusioni generali possiamo considerare esaurito questo breve studio sul rapporto segnale/disturbo.

Dato che larghezza di banda del segnale F.M. limita forzatamente alle OUC l'uso di questi sistemi di trasmissione, nel seguito di questo articolo tratteremo sommariamente della propagazione delle onde ultracorte onde determinare i campi e. m. alle varie distanze ed i rapporti segnale/disturbo a cui verranno applicati i risultati trovati relativi.

(Continua)

Organizzata dall'« Associazione Commercianti Radio Elettroacustica e Affini » (A.C.R.E.A.), si è tenuta a Milano, nella prima decade di dicembre, una Mostra della Radio. Essa è riuscita una confortante affermazione della vitalità industriale e commerciale italiana, anche se il concorso dei produttori non ha raggiunto quella completezza che ci si poteva augurare. La Mostra della Radio ha richiamato un pubblico numeroso non solo di competenti e di appassionati. Il successo è stato senz'altro completo, grazie anche alla signorile ospitalità offerta dalla sede di Radio Milano.

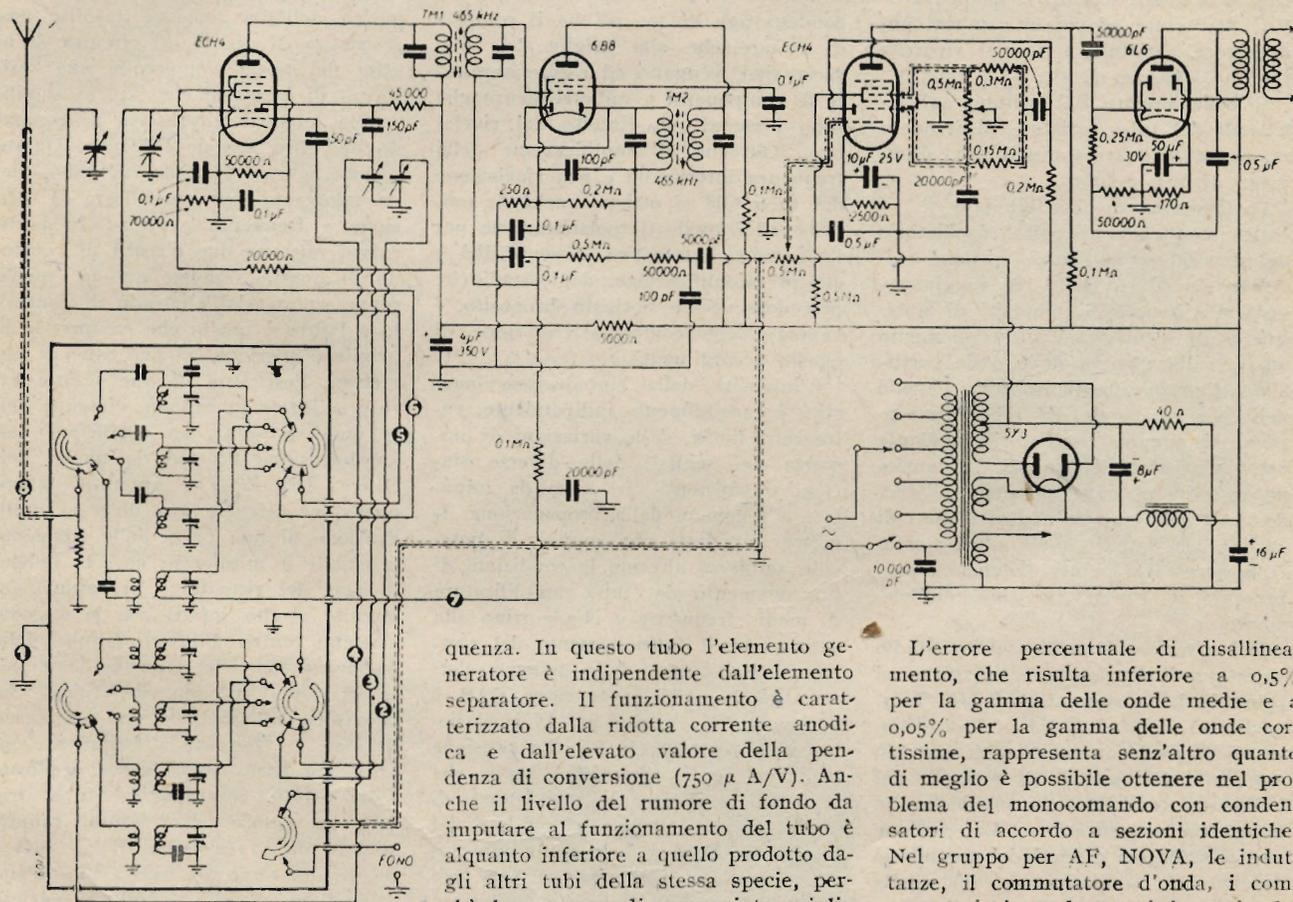
Lo spazio tiranno, non ci consente in alcun modo di entrare nella disamina dei risultati ottenuti dai singoli costruttori, nè ci consente di fare un sia pur sommario elenco delle ditte che hanno risposto all'appello della A.C.R.E.A. Non possiamo ad ogni modo che plaudere all'iniziativa che è servita soprattutto a dimostrare come, in un periodo così difficile, l'industria radiofonica italiana sia sulla breccia, pronta a sostenere la concorrenza straniera.

UN RICEVITORE AD ALTA FEDELTÀ

SUPERETERODINA A QUATTRO TUBI CON STADIO DI PREAMPLIFICAZIONE DI BF A DUE CANALI

di G. Termini

6017/3

Il ricevitore supereterodina a quattro tubi, che si è imposto nelle realizzazioni tecniche di questi ultimi anni perchè rappresenta una soluzione di compromesso tra il costo e le esigenze delle radioaudizioni circolari, può essere oggi notevolmente modificato e migliorato applicando non pochi accorgimenti, specie per quanto riguarda la scelta dei tubi e il loro impiego. Con tale criterio viene riportato e discusso il circuito di un ricevitore a quattro tubi, con cui si ottengono notevoli miglioramenti rispetto alle realizzazioni tecniche attuali.

ESAME DELLO SCHEMA ELETTRICO

Dall'esame dello schema elettrico (fig. 1), il ricevitore risulta comprendere i seguenti tubi:

1) un triodo-eptodo ECH4;
2) un bidiodo-pentodo 6B8;
3) un triodo-eptodo ECH4;
4) un tetrodo a fascio 6L6-G;
5) un bidiodo raddrizzatore 5Y3-G.

Premesso che verranno dettate in seguito le considerazioni relative alla scelta dei tubi, è necessario esaminare anzitutto in dettaglio la costituzione e il funzionamento dei singoli stadi.

Un triodo-eptodo ECH4, è stato adottato per lo stadio variatore di frequenza. In questo tubo l'elemento generatore è indipendente dall'elemento separatore. Il funzionamento è caratterizzato dalla ridotta corrente anodica e dall'elevato valore della pendenza di conversione (750 μ A/V). Anche il livello del rumore di fondo da imputare al funzionamento del tubo è alquanto inferiore a quello prodotto dagli altri tubi della stessa specie, perchè la presenza di una quinta griglia (soppressore), diminuisce notevolmente il fenomeno dell'emissione secondaria, al quale è da imputare gran parte del rumore di fondo. Il cambiamento di tutte le frequenze portanti comprese entro le gamme di ricezione, nel valore corrispondente alla frequenza di accordo dei trasformatori di media frequenza, è ottenuto applicando la tensione locale, generata dal triodo, sulla griglia d'iniezione dell'elemento mescolatore, la cui griglia di comando riceve la tensione corrispondente alla frequenza di accordo del circuito selettore. Per il gruppo di AF e cioè per gli elementi del circuito selettore e del circuito del generatore, si è ricorso alla realizzazione della « NOVA » (Officina Costruzioni Radioelettrice S. A), con il quale è possibile coprire tre gamme di onde corte e le onde medie. Con questo gruppo la legge di regolazione dei due circuiti è rappresentata da una curva ad S. Si hanno cioè tre frequenze di allineamento.

L'errore percentuale di disallineamento, che risulta inferiore a 0,5% per la gamma delle onde medie e a 0,05% per la gamma delle onde cortissime, rappresenta senz'altro quanto di meglio è possibile ottenere nel problema del monocomando con condensatori di accordo a sezioni identiche. Nel gruppo per AF, NOVA, le induttanze, il commutatore d'onda, i compensatori, i condensatori in serie del circuito oscillatorio del generatore, sono convenientemente sistemati sopra un unico supporto di alluminio, le cui dimensioni assai limitate, consentono una facile sistemazione sul telaio. I collegamenti fra gli elementi dei circuiti sono particolarmente ridotti, con conseguente diminuzione delle capacità e delle induttanze residue. La disposizione razionale delle parti e l'attuazione di non pochi accorgimenti costruttivi, fanno di questo gruppo una realizzazione oltremodo significativa. I fenomeni di assorbimento e di risonanza fra le induttanze inserite dal commutatore e quelle disinserite, sono eliminati dal commutatore stesso che comporta un settore di corto circuito

fra le bobine inattive e la massa. Tra gli altri particolari costruttivi del gruppo di AF NOVA, sono da osservare la disposizione dei compensatori per l'allineamento, sistemati su due fiancate del gruppo. Dalla parte superiore di esso, si accede invece ai nuclei ferromagnetici. Le diciture riportate a fianco di ciascun nucleo si riferiscono alle corrispondenti indicazioni dello schema elettrico. Il gruppo comprende anche la commutazione FONO-RADIO. I corrispondenti conduttori di collegamento vanno ai terminali di una piastrina disposta nell'interno del gruppo stesso. Le operazioni di taratura, riassunte in tabella riportata più avanti, sono agevolati dalla presenza dei nuclei NOVAFER a vite. Il gruppo NOVA, dev'essere adoperato con un condensatore variabile a sezioni ripartite (N. 833 « Geloso »).

Il collegamento del gruppo agli elettrodi del tubo variatore di frequenza, segue lo schema ormai noto d'impiego di questo tubo.

Particolarmente consigliabile è il collegamento del circuito oscillatorio del generatore sull'anodo anzichè sull'elettrodo di controllo. Si raggiungono con ciò notevoli requisiti di stabilità e di sicurezza di funzionamento anche sulla gamma delle onde cortissime. Con questa disposizione l'anodo della sezione triodo del tubo è accoppiato ai circuiti oscillatori mediante un condensatore di 150 pF. La tensione di alimentazione perviene all'anodo del triodo tramite una resistenza di 45 KΩ, 1/2 watt, la quale, oltre a creare la necessaria caduta di tensione rappresenta il carico *resistivo* dell'elemento.

Dal circuito di uscita dello stadio variatore di frequenza, si perviene al primario del trasformatore di MF, TM1, anch'esso della « NOVA ». La tensione di media fequenza risulta con ciò applicata sull'elettrodo di controllo del bid'odo-pentodo 6B8, che provvede alla necessaria amplificazione. La tensione che si stabilisce ai capi del secondario del secondo trasformatore di media frequenza TM2, è applicata sulla placchetta del diodo dello stesso tubo. I circuiti che precedono il diodo di questo tubo sono a radiofrequenza; quelli che lo seguono sono a frequenza acustica. Il tubo multiplo 6B8, provvede cioè, oltre all'amplificazione della frequenza intermedia, anche alla rivelazione, per cui si ha in uscita la componente a frequenza acustica che ha caratterizzato la modulazione dell'onda portante. La resistenza di carico del rivelatore, consente di applicare, tramite il necessario condensatore di accoppiamento, la tensione acustica sul l'elettrodo di controllo del tubo ECH4 che segue. È da osservare che con una realizzazione del genere si viene ad applicare allo stadio successivo tutta la tensione disponibile all'uscita del rivelatore. Sperimentalmente si è verificato che ciò non conduce ad alcuna complicazione, specie per il funzionamento del preamplificatore in condizioni di linearità, che sussistono anche durante la ricezione di segnali di notevole ampiezza. All'uscita della resistenza di carico del rivelatore, un condensatore di 100 pF ha il compito di evitare che alla griglia del tubo successivo, vengano ad essere applicate le componenti a radiofrequenza che sono presenti nel circuito del rivelatore. Oltrechè all'amplificazione della frequenza intermedia e alla rivelazione dal tubo 6B8 si ottiene anche la tensione addizionale di polarizzazione per il controllo automatico di sensibilità e cioè di amplificazione, degli stadi che precedono. Sono noti, in proposito, i vantaggi che comporta l'adozione di questo accorgimento.

L'intensità della riproduzione acustica è sensibilmente indipendente, entro certi limiti, dalle variazioni di ampiezza dei segnali delle diverse stazioni trasmittenti che sono da imputare a fenomeni della propagazione. Inoltre impedisce che segnali di notevole ampiezza alterino le condizioni di funzionamento del tubo amplificatore di media frequenza e che portino alla saturazione il funzionamento del rivelatore. Dall'esame dello schema elettrico risulta che la tensione CAS è prelevata dal circuito per la rivelazione della tensione di BF. La tensione utilizzata per il controlol è quella che si stabilisce ai capi della resistenza di 1 MΩ che è collegata al circuito del rivelatore. Non si è ritenuto opportuno provvedere al ritardo del CAS (per il quale occorreva realizzare ovviamente un altro schema), nè si è sperimentalmente constatato la necessità di una energica azione di controllo. Circa l'azione del CAS si osservi inoltre la realizzazione del gruppo di AF NOVA, che esclude convenientemente l'azione di esso sulle tre gamme di onde corte e cioè proprio dove la variabilità della tensione di polarizzazione non è vantaggiosa, nè necessaria, anche se l'elemento mescolatore del tubo convertitore di frequenza, è indipendente dall'elemento generatore.

Il tubo 6B8 è sguito da un triodo-eptodo ECH4, la cui utilizzazione nel circuito che ora esamineremo, rappresenta una soluzione particolarmente interessante e tale da caratterizzare il progetto di questo ricevitore. Il triodo del tubo ECH4 che, come è noto, è completamente indipendente dall'eptodo di esso, funziona quale preamplificatore di tensione a frequenza acustica. Le condizioni di linearità sono determinate dalla presenza di una tensione negativa sul ritorno dell'elettrodo di controllo, prelevata dal negativo dell'alta tensione tramite una resistenza di caduta. Il circuito di uscita del triodo comprende una resistenza di carico ai cui capi si stabilisce la tensione alternativa di comando dell'altra sezione del tubo. Questa sezione, e cioè l'eptodo del tubo, viene adoperata per amplificare la tensione a frequenza acustica. In particolare esistono due circuiti di comando di questa sezione; uno è quello rappresentato dall'elettrodo di controllo e l'altro è quello che comprende la griglia d'iniezione. Si può con ciò ammettere l'esistenza di due sezioni fittizie collegate in cascata, ciascuna delle quali presenta un coefficiente di amplificazione diverso da quello dell'altra. Di ciò si è appunto tenuto conto per ottenere una diversa amplificazione di una parte delle frequenze acustiche e migliorare così la fedeltà di resa del ricevitore. Dall'esame del circuito risulta infatti che le tensioni esistenti entro l'intero campo delle frequenze acustiche sono applicate sulla griglia d'iniezione del tubo, che provvede all'amplificazione uniforme di esse. Le tensioni a frequenza acustica più bassa sono invece applicate sulla griglia controllo del tubo, tramite un circuito di selezione rappresentato dalla resistenza di 0,1 MΩ e da condensatore di 20.000 pF. L'amplificazione di esse è quindi sensibilmente più forte che non quella ottenuta entro l'intera gamma delle frequenze acustiche. La riproduzione che è con ciò caratterizzata dalla presenza in giusto livello dei toni bassi, raggiunge un grado di naturalezza altrimenti impossibile con le normali apparecchiature del genere. È interes-

sante osservare che tale duplice comportamento in regime di amplificazione, può essere anche ottenuto da altri tubi, quali 6L7, 6A8 ed EK2. In tal caso il tubo finale di potenza può essere il WE13 o altri di simile costituzione, per poter disporre di una sezione con cui amplificare la tensione esistente all'uscita del rivelatore. Adoperando un tubo 6A8 per l'amplificazione dei due canali delle frequenze acustiche, si dovrà collegare la griglia oscillatrice e l'anodo oscillatore al circuito comprendente le più basse frequenze acustiche, mentre l'intero canale verrà amplificato in minor misura dalla sezione comprendente l'elettrodo principale di controllo. Particolare attenzione occorre osservare nel dimensionamento di alcuni elementi di questo stadio, quale il valore di capacità del condensatore catodico di autopolarizzazione. Come è noto, per evitare inconvenienti sulle frequenze acustiche più basse, occorre che questo condensatore raggiunga un valore di capacità particolarmente elevato.

Dal circuito di uscita del tubo ECH4 si ottiene la tensione elettrica di comando dello stadio finale di potenza. A tale scopo serve la resistenza di carico di 0,1 MΩ e il condensatore di accoppiamento di 50.000 pF. L'amplificazione di potenza è affidata a un tetrodo a fascio 6L6, funzionante con un conveniente grado di controreazione per migliorare la caratteristica di fequenza dello stadio.

Per l'alimentazione del ricevitore è stato adoperato un bidiodo 5Y3.

ALCUNE OSSERVAZIONI SUL MONTAGGIO.

Circa le operazioni di montaggio occorre tener presente quanto segue. Il tubo 6B8 è contenuto entro lo schermo; il relativo zoccolo deve quindi essere montato insieme all'anello reggischermo. I due tubi ECH4 sono provvisti unicamente di schermo per l'elettrodo di controllo.

Per montare il gruppo AF NOVA si avrà cura di far uscire dai tre fori del telaio i corrispondenti conduttori di collegamento al condensatore variabile di accordo, il quale dovrà essere montato verticalmente mediante viti distanziatrici. Il montaggio meccanico verrà completato dal fissaggio dei terminali di massa, per i quali è consigliabile far uso di ranelle spaccate. I collegamenti devono risultare cortissimi. Gli elementi del tubo ECH4 che precede il tubo 6L6 vanno allontanati quanto più possibile dai conduttori di alimentazione. Per il montaggio delle scale parlanti normali ad ampio quadrante di cristallo, si dovrà eliminare il sistema di sostegno del tamburo ruotante. Per l'indicazione di gamma si potrà adoperare l'adatta puleggia di cui è provvista la scala, usando l'avvertenza di allungare la funicella relativa per far sì che la puleggia possa imperniarsi sull'albero di commutazione del gruppo.

MESSA A PUNTO E ALLINEAMENTO.

Completata la posa dei collegamenti si procede:

1) alla verifica accurata del montaggio e al controllo di continuità e del valore di resistenza esistente nei circuiti di alimentazione dei tubi;

2) all'esame del funzionamente generico degli stadi di BF e alla misura delle tensioni di alimentazione;

3) all'allineamento dei trasformatori di media frequenza;

4) all'allineamento dei circuiti dello stadio variatore di frequenza, le cui operazioni sono facilitate dalla tabella di taratura riportata a completamento di questo studio;

5) all'esame del funzionamento del CAS;

6) al controllo del sistema di amplificazione a due canali sia mediante il generatore a battimento e sia ricevendo le stazioni trasmittenti.

Le tensioni di alimentazione dei singoli tubi sono riportate sullo schema elettrico.

*

MICROTESTER PER IL SERVIZIO VOLANTE (*)

del dott. R. Pera

6031/5

Il minuscolo apparecchio che presentiamo costituisce indubbiamente un primato inquantocchè nello spazio di pochi centimetri cubi si trovano racchiusi i seguenti strumenti:

a) un oscillatore di AF a due gamme;

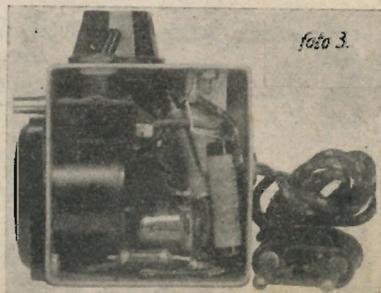
b) un volmetro in CC e in CA;

c) un ohmetro;

d) un capacimetro.

Non si può proprio asserire che l'ingombro di questo strumento sia grande e ne fa fede la foto N. 1 nella quasi vede il Microtester accanto ad una nota scatola di « svedesi ». Le fotografie successive mostrano la disposizione dei vari comandi nonchè parte della filatura interna.

Si è giunti ad un formato così ridotto (cm. 7 × 6 × 5,5) non solo impiegando componenti estremamente piccoli, ma soprattutto applicando un circuito conveniente e particolari... astuzie che verremo enunciando nel corso della descrizione.

IL CIRCUITO DELL'OSCILLATORE. — La valvola oscillatrice è una Philips 4671 della serie ghianda, corrispondente in tutto e per tutto alla 955 Acorn della RCA che, malgrado la recente introduzione delle *Miniature tubes*, è rimasta sempre il più piccolo triodo costruito.

La tensione di accensione è di 6,3 volt e la corrente è di 0,15 amp., per cui la potenza dissipata dal filamento non eccede il watt. Come trasformatore per l'accensione è possibile quindi usare un trasformatore per lucciola del commercio che presenta un ingombro assai limitato.

L'alimentazione anodica viene effettuata direttamente in CA prelevando la tensione tramite una resistenza da

5000 ohm dalla rete di alimentazione.

È bene precisare sin d'ora che si hanno due ritorni ben distinti: un *negativo* isolato dalla scatola metallica cui fanno capo un estremo della rete di alimentazione e le induttanze, e una *massa* rappresentata dalla scatola metallica esterna, cui si trovano collegati il condensatore variabile ed il morsetto comune. I due ritorni sono fra loro collegati da un condensatore antinduttivo di 2000 pF in modo che si eviti di avere la scatola esterna a potenziale rete rispetto alla terra.

Il condensatore variabile è del tipo a dielettrico solido, detto comunemente a mica ed ha una capacità di 500 pF. La precisione consentita è più che sufficiente dato l'uso cui deve servire l'oscillatore.

Le due gamme sono quelle delle onde lunghe e delle onde medie; il sistema di commutazione delle induttanze costituisce una delle astuzie prima accennate ed evita l'uso di un commutatore rotante d'ingombro sempre notevole. Allo scopo l'induttanza delle onde lunghe è provvista di una presa intermedia (a circa 1/3 dal lato massa) che determina il ritorno dell'energia necessario per il mantenimento delle oscillazioni; quella delle onde medie viene semplicemente disposta in derivazione, mediante un semplice interruttore a pallina, alla prima, che assicura sempre il ritorno di energia richiesto.

Non è previsto alcun attenuatore all'uscita, la quale è ricavata direttamente dalla placca dell'oscillatore tramite un piccolo condensatore da 5 pF. In questo modo il carico esterno non influisce menomamente sulla frequenza

fig 1

fig 2

L'impiego dell'oscillatore è possibile anche sulle onde corte per le quali verranno usate le armoniche delle onde medie.

emessa, mentre d'altra parte la tensione RF presente è più che sufficiente anche nel caso di ricevitori notevolmente fuori taratura.

IL CIRCUITO DEL TESTER. — Il circuito del tester è caratterizzato da un'estrema semplicità data l'assenza di qualunque commutatore per le varie misure. Le portate voltmetriche sono tre: 5, 50, 500 volt sia per la CC che per la CA; per passare da una misura all'altra non occorre alcuna commutazione dato che il raddrizzatore è per semplicità perennemente inserito. Lo strumento ha un fondo scala di 100 μA per cui le tre resistenze addizionali avranno rispettivamente i valori di 50 K, 500 K, 5 M; ohmetro e capacimetro sono tutt'una cosa per cui sarebbe stato più giusto chiamarlo reattanzimetro. Per questi ultimi la tensione necessaria è quella stessa che serve per l'accensione della valvola e viene ricavata attraverso una resistenza di 50 K; l'azzeramento è ottenuto mediante un minuscolo potenziometro di 0.2 M disposto in derivazione allo strumento. Poichè questo potenziometro agisce come shunt si dovrà curare affinchè durante le misure voltmetriche esso si trovi alla massima resistenza. Le misure ohmiche e capacitive vanno eseguite prima azzerando lo strumento e quindi ponendo la resistenza o il condensatore incognito fra il morsetto comune (O) e quello R-C.

Lo strumento è un metrwatt estremamente piccolo sul quale vengono segnate solo le due scale dei volt in CC e in CA; per gli ohm ed i μF si usa una tabellina a parte.

REALIZZAZIONE. — Come sia stato da noi realizzato il microtester è chiaramente visibile dalle diverse fotografie.

Il condensatore variabile trova posto nella parte superiore della cassettina metallica ed è munito di un bottone con indice di celluloide ed un quadrantino finemente suddiviso da 0 a 100.

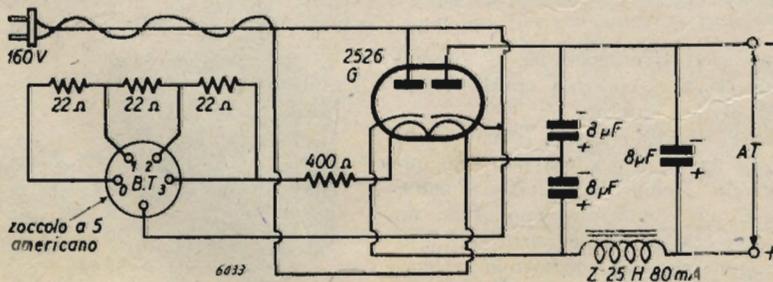
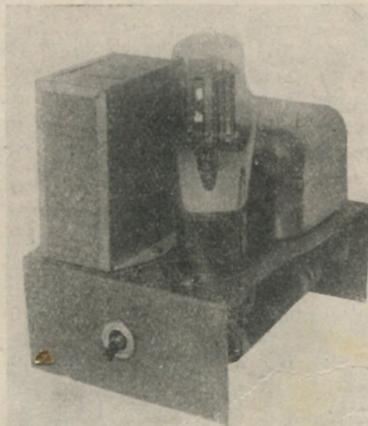
PICCOLO ALIMENTATORE PER LABORATORIO

del dott. Radius

6033/2

La fotografia ed il circuito mostrano un piccolo alimentatore che presenta un indubbio vantaggio: quello del basso costo.

Infatti manca il trasformatore di alimentazione che oggi costituisce una spesa non indifferente per molte tasche. L'impiego di una duplicatrice di tensione permette tuttavia di ottenere una tensione sufficientemente elevata per tutte le necessità di laboratorio.

I filamenti delle valvole devono essere accesi in serie tramite una resistenza di 400 ohm, 50 watt per una tensione primaria di 160 volt. Vi sono inoltre tre tratti di resistenza di 22 ohm ciascuno; in questo modo è possibile accendere tre, due, una o anche nessuna valvola oltre alla raddrizzatrice. Le valvole da accendere devono avere tutte una corrente di 0.3 amp. A vuoto l'alimentatore fornisce una tensione di 450 volt, mentre con carico di 54 mA si hanno 250 volt.

Esso è assai indicato per alimentare oscillatori, volmetri elettronici, piccoli ricevitori e trasmettitori, ecc.

*

Sulla parte superiore trova anche posto il morsetto d'uscita contrassegnato con ANT sulla foto n. 2 e con RF sul circuito.

Anteriormente trovano posto lo strumento indicatore ed i cinque morsetti.

Lateralmente a destra notiamo il bottone per l'azzeramento e l'interruttore per il cambio gamma.

La foto n. 3 mostra il... groviglio interno; la valvola non è montata su zoccolo ma i diversi collegamenti che le fanno capo sono direttamenfe saldati sui piedini. I fori per il fissaggio dello strumento sono filettati in modo che questo possa essere tolto agevolmente; in ogni caso sarà l'ultimo organo ad essere montato quando tutti gli altri collegamenti saranno già stati eseguiti.

Le bobine verranno realizzate su di un tubicino da 10 mm come indicato in fig. 2; l'avvolgimento che sarà amassato consterà di 300 e di 130 spire di filo da 0.1 smalto; alla 100ª spira della prima induttanza verrà praticata una presa intermedia.

Una volta ultimato, l'oscillatore verrà tarato facendo battere l'onda generata con quella di un altro oscillatore o con delle stazioni trasmittenti; in quest'ultimo caso sulle onde lunghe la taratura verrà eseguita facendo battere con le trasmittenti le armoniche generate dall'oscillatore sulle onde lunghe.

La sezione voltmetrica se le resistenze addizionali sono esatte dovrà senz'altro andare bene; in ogni caso la si controllerà con uno strumento già tarato. La tabella degli ohm e dei μF sarà invece fatta avvalendosi di campioni di valore esattamente conosciuto.

Tutte le misure vanno eseguite fra il morsetto comune ed il morsetto corrispondente alla misura che si vuol effettuare; ciò vale anche per l'oscillatore, nel qual caso il morsetto in parola verrà connesso alla terra del ricevitore.

Per le misure voltmetriche il bottone di azzeramento va ruotato in modo da inserire in derivazione allo strumento tutto il potenziometro.

Non essendo previsto un interruttore sulla rete la spina verrà inserita solo per usare l'oscillatore, l'ohmetro o il capacimetro.

MATERIALE USATO. — Forse in nessun altro caso come in questo è tanto importante che il materiale usato per il montaggio sia lo stesso di quello usato per il montaggio sperimentale poichè è sufficiente che l'ingombro di un componente sia di qualche millimetro superiore a quello richiesto perchè l'apparecchio diventi irrealizzabile. Diamo qui l'elenco del materiale da noi impiegato.

1 Strumento Metrwatt 100 μA (cm. 4,5×4,5)
1 Valvola 4671
1 Trasformatore (Radio Mazza)
2 Resistenze 50000 ohm 1/4 W (SECI)
1 Resistenza 0.5 Mohm 1/4 W (SECI)
1 Resistenza 5 Mohm 1/4 W (SECI)
1 Resistenza 5000 ohm 1/4 W (SECI)
1 Resistenza 10000 ohm 1/4 W (SECI)
1 Condensatore 2000 pF antind. (Olap)
1 Condensatore 100 pF mica
1 Condensatore 5 pF mica
1 Cond. variab. 500 pF mica (VAAM)
1 Interruttore a pallina
1 Raddrizzatore 1 mA (Westinghouse)
Ecc. ecc.

*

(●) L'apparecchio descritto è coperto da brevetto per cui è interdetta la realizzazione industriale senza preventiva autorizzazione dell'autore.

PROBLEMI DELLA MEDIA FREQUENZA

II

LA MEDIA FREQUENZA VISTA NELLA PRATICA

dott. ing. Mario Gilardini

Continuazione dal N. 17-18-19-20 del 1944.

Nel fascicolo bimestrale 9-10-11-12, maggio-giugno 1944 fu iniziata la ristampa dell'articolo del dott. ing. M. Gilardini su I problemi della media frequenza. *L'articolo, già apparso nei numeri 18-19-20 del 1938, fu ripreso in seguito alle numerose richieste dei lettori, essendo tali fascicoli esauriti da tempo. La ristampa continuò nel fascicolo bimestrale 17-18-19-20, settembre-ottobre 1944.*

Oggi completiamo la pubblicazione rimasta interrotta, certi di fare cosa grata a quanti sollecitarono la ristampa dell'articolo.

I riferimenti a tabelle e a figure, che appaiono nel testo, si ricollegano quindi a quanto fu pubblicato nei fascicoli 9-10-11-12 e 17-18-19-20 del 1944.

LA PAROLA ALLA PRATICA

La tabella precedente porta, sottolineati, valori che, paragonati a quelli indicati per le bobine in aria, impressionano molto favorevolmente nei riguardi delle bobine a nucleo di ferro. Il dilettante poco pratico, freni tuttavia l'impulso di correre da un rivenditore, per acquistare tali nuclei e relativo filo di litz, nel lodevole proposito di fabbricarsi un trasformatore M. Fr. di proprio gusto.

Invero, a prescindere dal fatto che il materiale occorrente non si trova dai rivenditori, occorre anzitutto convincersi, che i valori, a prima vista così attraenti, servono, in pratica, ben poco. Essi darebbero infatti trasformatori di eccessivo rendimento o troppo selettivi.

La seguente tabella dà l'amplificazione primaria e secondaria di un trasformatore di M. Fr. con $Rd = 1\ M\Omega$; sono prese in considerazione diverse valvole americane ed europee. La differenza, talvolta enorme, tra l'amplificazione primaria e quella secondaria, è data dal fatto, che il primario è smorzato alla *Ri* della valvola, mentre il secondario è considerato scarico.

TABELLA 3

Valvola	*Ri*	*s*	A_1	A_2
A C H 1	1.000.000	0,75	188	266
A K 2	1.500.000	0,6	180	233
6 D 8	300.000	0,5	58	121
6 K 8	600.000	0,4	75	153
A F 2	1.400.000	2,5	730	955
A F 3	1.200.000	1.8	491	665
6 S 7	630.000	1,75	338	632
6 K 7	800.000	1,45	322	484

In base alla tabella, si vede subito, considerando le amplificazioni che si otterrebbero, che sarebbe impresa disperata convincere un simile circuito a non entrare in oscillazioni spontanee: farebbero forse eccezione le prime quattro valvole della tabella, per il fatto che sono modulatrici.

Quanto all'impiego di bobine aventi $L/r = 137$, si pensi che un trasformatore solo, così congegnato, darebbe già una attenuazione di $37 \times$ a 5 kHz dalla portante!

La pratica dimostra che, per avvolgimenti destinati ad amplificatori con un solo stadio, non conviene che L/r superi di molto $70 \cdot 10^6$. Questo valore non dipende naturalmente dalla frequenza di taratura. Ne dipende invece il massimo valore di *Rd* accettabile, ma, in pratica, non molto: tutto sommato, non è posibile superare praticamente amplificazioni di 150 per stadio, tanto più a 465 kHz.

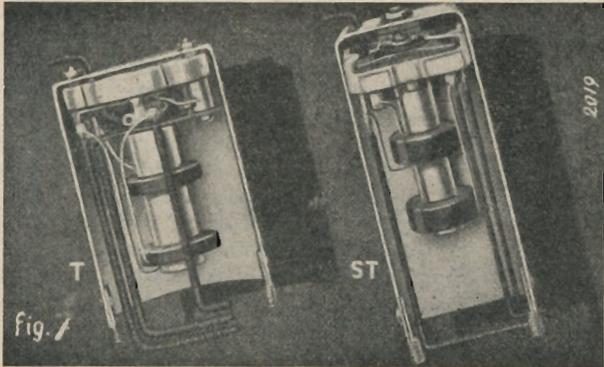



Fig. 7 - *Due trasformatori M.Fr. di costruzione un po' antiquata.*

I valori della Tabella 2 tengono conto delle sole perdite negli avvolgimenti non schermati. Nella realtà invece entrano in scena le perdite di tutto il circuito, compreso il condensatore d'accordo, nonchè le valvole, i portavalvole, i collegamenti e relativi isolanti, gli schermi, ecc. Daremo qualche valore relativo a queste perdite, indicando le resistenze equivalenti, che debbono supporsi in parallelo al circuito accordato e ne diminuiscono la *Rd* effettiva in circuito.

Nel secondo caso, compaiono le perdite introdotte dall'isolante della base, che troppo sovente, è ancor oggi in qualità scadente. Tuttavia, per valvole di Ditte molto serie, sono stati rilevati valori di $10 \div 20$ MΩ, del tutto trascurabili; in altri casi si discende a $1{,}5 \div 3$ MΩ, colla valvola riscaldata dal funzionamento.

Oggi tuttavia siamo ad una svolta della tecnica anche su questo punto, che era rimasto l'unico punto debole dei circuiti accordati, nella lotta per ridurre le perdite: è infatti noto che le Case, anche quelle italiane, studiano la sostituzione delle basi in bakelite con altre di ceramiche speciali.

Per il portavalvole il discorso può essere ripetuto: esemplari in resine e ceramiche speciali dànno resistenze così grandi da non esser misurabili con precisione sufficiente. Gli esemplari con isolanti economici, possono anche essere ottimi; ma nei casi sfavorevoli, non vi è limite alle perdite: resistenze, in parallelo di 500.000 Ω e meno sono all'ordine del giorno, specialmente coi materiali di tre o quattro anni or sono, e perciò invecchiati e impregnati di umidità.

Sappiamo che la resistenza interna della valvola *Ri* deve essere considerata in parallelo al primario: nella tabella 3 ne abbiamo dato alcuni valori. Essi non sono mai molto elevati, in paragone alla *Rd* dei circuiti, perciò la perdita di rendimento e selettività, che ne risulta, è notevole. Anzi, se si esclude la rivelatrice, è questa la perdita di rendimento più grave, in un circuito eseguito con buon materiale.

L'assorbimento di energia dovuto alla rivelatrice a diodo è veramente, ai giorni nostri, diventato intollerabile: si hanno infatti, in parallelo al circuito accordato, resistenze equivalenti di $100.000 \div 250.000$ Ω

È perciò giustificato il rinnovato interesse dei tecnici per le « rivelatrici a impedenza infinita ».

Le perdite nei collegamenti sono raramente prese in considerazione, tranne il caso della classica saldatura fatta male. Eppure queste perdite possono essere notevolissime in molti casi ai quali non possiamo accennare per

Fig. 8 - *Vari tipi di nuclei di ferro per radiofrequenze, con regolazione dell'induttanza.*

Per i condensatori di accordo, noto l'angolo di perdita ($tg\ \delta$) si calcola detta resistenza con la formula

$$Rc = \frac{1}{\omega_0\ C tg\ \delta}$$

Per buoni condensatori, $tg\ \delta$ vale oggi

$$2 \div 10 \cdot 10^{-4}$$

Per la valvola, occorre distinguere se si tratta del suo circuito di griglia o del circuito di placca. Nel primo caso le perdite sono minime, perchè solitamente l'attacco della griglia è in testa al bulbo, e l'isolamento è in vetro all'esterno e in mica o in ceramica internamente. Tuttavia anche in questo punto si hanno perdite notevoli colle valvole difettose, che non sono rare, purtroppo.

mancanza di spazio. Ricorderemo solo, perchè è il più grave, il caso dei cavetti schermati, con gomma come isolante, che talvolta si usano per gli attacchi alle griglie. Si discende a resistenze di poche migliaia di ohm in parallelo! Esistono però anche buone gamme con $tg\ \delta < 30$; più sicuro l'impiego di isolanti speciali.

Tutte le perdite che abbiamo elencate, escluso solo il carico della rivelatrice e la *Ri* delle valvole, sono tanto più forti quanto più elevata è la frequenza di taratura. (I valori numerici, che in precedenza abbiamo dato, valgono per 465 kHz. È dunque naturale che, dopo i tentativi di impiegare, anche a 465 kHz, trasformatori secondo lo schema (fig. 7) lasciato in eredità da frequenze più basse, si sia constatato che occorreva cambiar sistema. E ciò, oltre che per questioni di rendimento, per questioni di durata del materiale e di stabilità di taratura.

Quest'ultimo argomento ha dato il colpo di grazia ai vecchi compensatori di accordo, costruiti di laminette alternate in arme e mica, e regolabili con vite di pressione. La capacità di questi compensatori non è mai stata molto stabile, nel tempo, ma la loro instabilità non dava gravi inconvenienti, fra 100 e 175 kHz. Con 465 kHz si hanno talvolta risultati del tutto insoddisfacenti; per convincersi, basta ritornare alla Tabella 1, ultima riga, nella quale i Δ C sono le variazioni della capacità di accordo, occorrenti per avere una statura di 1 kHz. La differenza tra i casi estremi è notevolissima!

Primo espediente tentato fu quello di ridurre il semifisso, in modo che egli costituisce soltanto una parte (20 %) della capacità in parallelo alla bobina il resto è costituito da un condensatore fisso. Ciò anzitutto consente una regolazione più dolce; inoltre, il complesso ha una capacità più stabile, dato che il condensatore semifisso costituisce solo una piccola percentuale della capacità complessiva, e perciò le sue variazioni sono meno sentite del complesso.

Un altro espediente fu l'abolizione di ogni condensatore variabile, e l'accordo mediante variazione dell'induttanza.

Ciò è possibile con i nuclei di ferro, di cui fig. 8 dà cinque tipi correnti; la parte segnata con la freccia è quella spostabile per la regolazione: quando il movimento avviene nella direzione della freccia, l'induttanza aumenta.

Naturalmente, nei casi b, c, d, si ha un campo di regolazione del 10%; nel caso e) si ottiene facilmente il 20%; nel caso a), introducendo il nucleo l'induttanza raddoppia, ma ciò porta una forte variazione di Q, perciò anche in questo caso conviene mantenere la regolazione entro il 20%.

Purtroppo i nuclei di ferro non hanno permeabilità rigorosamente costanti, specialmente sotto l'influenza della temperatura e dell'umidità. Fino a poco tempo fa, era questa la difficoltà sostanziale, che impediva l'uso in serie di tali nuclei. Oggi le cose sono enormemente migliorate, specialmente per i prodotti delle Ditte più serie, perciò i nuclei possono essere usati con tutta confidenza.

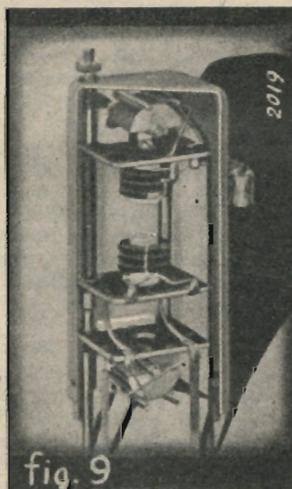



Fig. 9 - *Trasformatore americano a selettività variabile. L'accordo avviene mediante semifissi a aria. Per variare l'accoppiamento, si sposta assialmente la bobina inferiore.*

La taratura per variazione di induttanza è uno dei tipi più stabili che si conosca: purtroppo il campo di regolazione è molto piccolo specialmente per i tipi b), d), che sono tra i più usati. Occorre perciò che le bobine ricevano una preliminare taratura, regolando il numero di spire, prima che vengano montate: ciò tuttavia richiede strumenti di misura in produzione, e porta molti scarti.

Se questo inconveniente deve essere evitato, se cioè si vuol mantener un ampio campo di regolazione, oppure quando la taratura deve essere rigorosissima, e perciò, diffidando (forse a torto), dei nuclei di ferro, si torna alle bobine in aria, occorre usare dei condensatori variabili per l'accordo, ma ricorrere a tipi di estrema stabilità. Sono tali i picoli variabili in aria, che sono montati nel trasformatore di fig. 9, nel quale è notevole il fatto, che l'intera capacità di accordo è in aria: solitamente invece si usa un condensatore fisso dei tipi migliori, oltre ad un piccolo variabile, a dielettrico aria, con supporti in ceramica. Altra soluzione è l'impiego di condensatori con dielettrico in ceramica, come il tipo di fig. 10 (parte superiore). Inferiormente, nella stessa figura si vedono condensatori fissi molto stabili, per completare la capacità di accordo. Tutti i tipi di fig. 10 sono basati sulla ceramica argentata a fuoco, per garantire l'invariabilità delle dimensioni fisiche: per le capacità fisse, tuttavia, anche i tipi a mica spruzzata sono molto adatti.

Fig. 10 - *Condensatori fissi e semifissi in ceramica argentata a fuoco: tipi di grande stabilità.*

Con tutti questi accorgimenti, la stabilità *intrinseca* del nostro trasformatore diventa notevolisima: la sua stabilità effettiva *in circuito* è però un'altra cosa. Ritornando alla Tabella 1, vediamo che basta un ΔC di 0,65 pF. per starare l'avvolgimento di 1 kHz. Ora, le capacità di ingresso e di uscita delle valvole sono parte delle capacità di ingresso e di uscita delle valvole sono parte delle capacità di accordo: cambiando valvole si possono avere ΔC anche superiori a quelli in esame. Da ciò l'assioma: cambiate le valvole, occorre ritarare l'apparecchio.

Sarebbe ora estremamente interessante esaminare i diversi tipi di nuclei ferromagnetici ed esaminarne i pregi relativi, ma non possiamo farlo, per non urtare interessi commerciali. Dobbiamo accontentarci di raccomandare estrema cura, nell'uso di questi nuclei, e sistematiche misure di fattori di merito Q, prima di fissare il nucleo da impiegare: si ottengono in tal modo economie sensibilissime di materiale, e trasformatori di rendimento insperato, dato il costo.

(*Continua*)

L'ENERGIA ATOMICA

L'ATOMO E LA RADIOATTIVITÀ

di L. Br.

Credo possa essere interessante, anche per i radiotecnici, oggi che tanto si parla dell'energia atomica, la conoscenza dei principi fondamentali della radioattività.

Questo articolo non ha e non può avere pretesa alcuna, ma, in forma piana, vuole portare il profano ad una conoscenza sufficientemente completa dell'argomento.

L'ATOMO E IL NUCLEO.

Il significato etimologico della parola « atomo » è, dal greco « átomos », *indivisibile*. Questa definizione corrisponde però a concezioni ormai superate, tanto che oggi l'atomo si ritiene costituito principalmente da *elettroni* e *protoni*. Malgrado i primi abbiano una carica unitaria negativa ed i secondi una positiva, tali particelle non sono, sotto tutti gli aspetti, esattamente l'opposto le une delle altre. I protoni, infatti, hanno una massa circa 1850 volte più grande di quella degli elettroni. Recentemente i fisici sono riusciti ad individuare altre particelle, i *positroni*, i quali sarebbero i veri opposti degli elettroni avendo come questi massa circa 1850 volte più piccola di quella dei protoni e carica unitaria positiva. I positroni non entrerebbero però a far parte dell'atomo altro che accidentalmente, avendo, come pare, una esistenza solo momentanea.

Supponiamo per un istante gli elettroni e i protoni liberi in gran numero nello spazio. Grazie alle loro cariche elettriche di segno contrario, essi tenderebbero immediatamente ad unirsi in gruppi elementari neutri, formati da un elettrone e da un protone. Pertanto è comprensibile come una struttura atomica per potersi considerare stabile debba essere, nel suo complesso, elettricamente neutra. È appunto dall'unione di un certo numero di *protoni* con un numero uguale di *elettroni* che nasce *l'atomo*.

Questa unione non segue alcuna legge di simmetria. Infatti parte degli elettroni, circa la metà, si unisce direttamente ai protoni formando con questi il *nucleo* dell'atomo, attorno al quale ruotano, in orbite relativamente distanti, i rimanenti elettroni. Da ciò appare manifesto come il nucleo sia sempre dotato di un certo numero di cariche positive elementari, corrispondente alla differenza fra il numero dei protoni e degli elettroni che stanno nel nucleo stesso, neutralizzate, come ho detto, da altrettante cariche negative, pure elementari, ruotanti attorno ad esso.

I nuclei dei diversi elementi chimici conosciuti differiscono fra loro unicamente per la massa e per la carica del nucleo.

Se come unità di massa atomica prendiamo il protone, il numero dei protoni presenti nel nucleo determina, con sufficiente approssimazione, la massa dell'atomo, essendo completamente trascurabile quella dovuta agli elettroni.

L'eccedenza delle cariche positive elementari del nucleo, corrispondenti nell'atomo elettricamente neutro, al numero di elettroni satelliti, determina a sua volta la carica elettrica del nucleo, espressa da un numero che dicesi *numero atomico*. Solo in base a questa quantità è possibile la distinzione degli atomi degli elementi chimici e conseguentemente la loro classificazione.

Appare evidente come una qualsiasi modificazione del nucleo determini il cambiamento delle proprietà fisiche dell'atomo.

L'atomo più semplice che si conosca è quello di idrogeno, formato da un solo protone (nucleo) e da un solo elettrone ruotante attorno ad esso. Per questa ed altre considerazioni il protone e l'elettrone sono stati assunti rispettivamente come unità di massa e di carica.

Secondo le teorie più recenti è opinione che gli elettroni del nucleo siano tutti legati ad altrettanti protoni in modo da formare delle particelle elettricamente neutre, dette *neutroni*. Il nucleo verrebbe in tal modo ad essere formato da neutroni e da protoni.

Gli elettroni periferici caratterizzano, quasi totalmente, le proprietà chimiche, ottiche e magnetiche dell'elemento.

Le *orbite* che gli elettroni possono percorrere nei loro movimenti di rotazione sono divise in gruppi (il primo di 2 orbite circolari, il secondo di 6 circolari e 2 ellittiche, il terzo di 18, ecc.).

L'elettrone possiede diverse energie secondo che ruota su una o su un'altra di tali orbite, precisamente la sua energia dovrà aumentare con il raggio dell'orbita stessa. Se l'atomo è in stato di riposo, gli elettroni esterni tendono a disporsi in modo da sviluppare un minimo di energia, occupando ciascuno una determinata orbita. Se, per un qualsiasi motivo, un elettrone salta da un'orbita ad un'altra esterna alla precedente, l'atomo si dice « eccitato ». Tale posizione è però instabile e l'elettrone tende a rioccupare la posizione primitiva.

Questi passaggi avvengono rispettivamente con assorbimento e con emissione di energia, sotto forma di *radiazioni* od onde *elettromagnetiche*. Ma poichè nell'atomo, ogni elettrone ha una energia ben determinata che dipende, come ho accennato, dall'orbita che percorre, l'elettrone medesimo potrà assorbire od emettere solo delle quantità di energia fisse, indivisibili, pari alle differenze delle energie possedute dall'elettrone sulle orbite che interessano i movimenti dello stesso, o multipli di esse.

Queste quantità elementari di energia sono dette *fotoni* o *quanti di energia*. Di esse poco si sa, quello che è certo è che i fotoni si comportano nei fenomeni di emissione e di assorbimento, testè descritti, come parti indivisibili di energia raggiante. L'emissione di energia sotto forma di radiazioni da parte degli atomi eccitati è della massima importanza, giacchè sono manifestazioni di tali radiazioni le onde Hertziane o di radiotrasmissione, i raggi calorici, la luce, i raggi ultravioletti, i raggi X e i raggi γ. Come si vede l'origine di queste onde elettromagnetiche è per tutte la medesima mentre la loro natura dipende dalla frequenza con la quale le onde si propagano. Tale frequenza è legata direttamente all'energia dei quanti.

Fornendo una quantità di energia sufficiente, con processi che variano secondo le necessità, il fisico può, abbastanza facilmente, turbare l'equilibrio dell'atomo e sottrarre ad esso uno o più elettroni periferici.

Questa operazione si chiama *ionizzazione*. L'atomo così spezzato diviene un *ione*. Più precisamente, poichè ad esso sono state strappate delle cariche negative, un *ione positivo*. Quando però, la quantità di materia *ionizzata* è sufficientemente grande, si giunge ad uno stato di equilibrio nel quale per ogni atomo che si rompe un altro si riforma per unione di un ione positivo con uno o più elettroni vaganti, con corrispondente emissione di energia.

Una particolare proprietà dei gas *ionizzati* è quella di essere elettricamente buoni conduttori, e ciò in misura proporzionale alla quantità di materia ionizzata.

Gli atomi sono in generale stabili, ovvero non modificano spontaneamente la struttura del nucleo; pertanto non hanno tendenza alcuna a trasformarsi gli uni negli altri. Esistono però alcuni elementi i cui atomi fanno eccezione a tale regola. Sono questi gli elementi *radioattivi*.

LA SCOPERTA DELLA RADIO ATTIVITÀ.

La scoperta del fenomeno avvenne al principio del 1896, ma se il caso non vi avesse contribuito in misura notevolissima, non saprei dire per quanto tempo ancora l'umanità avrebbe ignorato i fenomeni radioattivi. Il fisico francese H. Becquerel stava studiando quale relazione esistesse tra la fosforescenza e l'emissione di raggi X. A tale scopo faceva impressionare da piccole quantità di un sale fosforescente di uranio, preventivamente esposto alla luce del sole, alcune lastre fotografiche accuratamente avvolte in carta nera. Le lastre, sviluppate, risultavano fortemente impressionate.

Ne scendeva la conclusione che dei raggi emessi dal sale di uranio avevano attraversato la carta nera ed avevano agito sulla gelatina come avrebbe fatto un fascio di raggi X. Il caso volle che lo scenziato ripetesse l'esperimento, obbligato dal maltempo, con del preparato non esposto alla luce solare. Malgrado ciò la lastra fotografica risultò ugualmente impressionata. Il Becquerel prosegui allora le sue ricerche e presto arrivò alla

constatazione che nessun legame esisteva tra la fosforescenza e l'emissione di raggi X. Si era dunque di fronte ad un nuovo fenomeno: l'uranio emetteva spontaneamente, *senza ricevere dall'esterno alcuna eccitazione*, dei raggi capaci di impressionare una lastra fotografica. Era il fenomeno della *radioattività*.

Continuando nei suoi studi il fisico francese trovò che i raggi emessi dall'uranio erano capaci, in misura proporzionale al numero delle radiazioni, di *ionizzare* i gas e renderli buoni conduttori di elettricità.

Le successive ricerche di Maria Curie portarono alla scoperta di altri elementi radioattivi: il *torio*, il *polonio* e, finalmente, il *radio*. Più tardi, altri scienziati scoprirono l'*attinio*, lo *ionio* e il *radio D*.

Esiste un certo numero di probabilità, per le quali il nucleo di un atomo radioattivo esploda o, come si dice comunemente, si disintegri. Questa probabilità è puramente accidentale, non è quindi influenzata da alcuna causa esterna.

Malgrado ciò, se si pensa che in un grammo di radio sono presenti circa $2,7 \times 10^{21}$ atomi e che esiste la probabilità che ad ogni secondo esploda un atomo ogni 73 miliardi, si deduce che in un grammo di radio ad ogni secondo se ne disintegrano circa 37 miliardi, numero elevatissimo che giustifica come il fenomeno della radioemissione attiva si presenti ai nostri sensi senza discontinuità alcuna.

La disintegrazione degli elementi radioattivi è accompagnata dall'emissione di tre tipi di radiazioni, che i fisici distinguono secondo il loro potere penetrante e chiamano: raggi α, raggi β e raggi γ. Dirò subito che i primi due sono di natura materiale, mentre i raggi γ, come ho già accennato, sono la manifestazione elettromagnetica, a frequenza elevatissima, dell'energia che l'atomo emette in seguito al rivoluzionamento della sua struttura. I raggi α hanno un potere penetrante non molto grande, infatti sono arrestati da una laminetta di alluminio dello spessore di pochi centesimi di millimetro. Ogni particella α è formata da 2 neutroni e 2 protoni: ha quindi massa 4 volte più grande di quella di un atomo di idrogeno e carica doppia. Si può ritenere un nucleo di elio, o meglio, un atomo di elio ionizzato. I raggi β sono invece degli elettroni che si muovono con velocità elevatissime, assai prossime a quella della luce. Il loro potere penetrante è di gran lunga maggiore, pur essendo completamente assorbiti da una lamina di alluminio di circa un millimetro di spessore. I raggi γ, infine, data la loro frequenza elevatissima hanno maggior potere penetrante, per cui sono arrestati solo da un blocco di alluminio di circa 10 cm.

L'ENERGIA ATOMICA.

Il complesso di radiazioni emesse corrisponde ad una notevole quantità di energia che il radio, e come esso gli altri elementi radioattivi, libera spontaneamente cedendola all'esterno. Il totale dell'energia che in tal modo viene emessa è rilevantissimo: si calcola che un grammo di radio nella sua disintegrazione completa sviluppi all'incirca tre miliardi e mezzo di piccole calorie, sufficienti a portare circa 41.200 litri di acqua da 15° C. alla temperatura di ebollizione. Sarà bene osservare che gli atomi di tutti gli elementi, indistintamente, hanno racchiuse nel loro interno quantità enormi di energia detta subatomica che non possono essere liberate però, se non quando il nucleo si spezzi. Solo gli atomi radioattivi sono in grado, per mezzo delle loro radiazioni di emettere spontaneamente tale energia. Sarà possibile nel futuro usare questa nuova, inesauribile fonte di energia?

Nel 1934 A. S. Eddington scriveva: «Quando si costruisce una centrale termoelettrica con la capacità ad esempio di 100.000 kW, la si circonda di moli e banchine di scarico, dove arrivano continuamente carichi di combustibile per alimentare il mostro. La mia visione è che un giorno queste disposizioni per il combustibile non saranno più necessarie...

Se mai verrà quel giorno... il rifornimento annuo di carburante per la centrale termoelettrica potrà essere trasportato in una tazza da the. Lo potranno infatti fornire 30 grammi di acqua, o di una qualunque altra sostanza comune» (1).

LE TRASFORMAZIONI RADIOATTIVE.

Lasciamo per ora le utopie e torniamo agli atomi radioattivi. Allorchè uno di essi esplode le condizioni di equilibrio vengono turbate e il nucleo lancia nello spazio una particella α o una particella β ed emette raggi γ. Nel primo caso la massa del nucleo diminuisce di 4 unità e la carica di 2, nel secondo la massa rimane invariata mentre la carica aumenta di una unità. Poichè si ammette che nell'interno del nucleo non siano presenti elettroni liberi, ma solo elettroni legati a protoni, l'emissione di particelle β da parte del nucleo si può spiegare ammettendo che in alcune trasformazioni radioattive si formino cariche uguali e contrarie delle quali la negativa viene scagliata nello spazio e la positiva rimane nel nucleo stesso ad aumentarne la carica. Con l'emissione di una di tali particelle, l'atomo subisce nella struttura una profonda modificazione e passa ad un'altra forma di equilibrio e da questa ad un'altra ancora, più o meno stabile, tanto più rapidamente quanto meno stabile è tale nuova struttura.

Consideriamo un atomo di radio (massa 226 e carica nucleare 88). Ho detto che l'atomo ha un certo numero di probabilità di esplodere. Ebbene, quando ciò avviene, l'atomo di radio si disintegra e lancia nello spazio una particella α. Ciò che rimane dopo la violenta esplosione si riorganizza e forma un nuovo atomo il cui nucleo ha massa 222 e carica 86. È questo un atomo di *emanazione*, un gas, anche esso radioattivo, ma con proprietà fisiche e chimiche che nulla hanno in comune con quelle del radio. Anche l'atomo di emanazione è soggetto a disintegrarsi e ad emettere una particella α. In tal modo ha origine l'atomo di un nuovo elemento, il *radio A*, con massa 218 e carica nucleare 84. Continuando la serie radioattiva, per emissione di un'altra particella α, si forma un atomo di *Radio B*, il cui nucleo ha massa 214 e carica 82. Il *Radio B*, per emissione di una particella β, dà origine al *Radio C* (massa 214 e carica 83), il quale scagliando nello spazio un'altra particella β, si disintegra e genera un atomo di *Radio C'*, con massa 214 e carica nucleare 84. Per ulteriore emissione di due particelle α e di due particelle β si giunge alfine ad un atomo stabile, non più capace di disintegrarsi il cui nucleo ha massa 206 e carica 82. È questo un atomo di *piombo*.

Gli elementi che ho elencati e che derivano dalle successive trasformazioni del radio costituiscono una *famiglia* di elementi radioattivi, precisamente la *famiglia del radio*. Esistono altre due *famiglie* di elementi radioattivi, quella del *torio* e quella dell'*attinio*. Entrambe hanno come elemento ultimo, stabile, il *piombo*.

Ecco dunque che la natura nei suoi meravigliosi laboratori, realizza l'antico sogno degli alchimisti: la trasmutazione degli elementi.

Potrà l'uomo fare altrettanto? Potrà fare meglio?

DISINTEGRAZIONE ARTIFICIALE DELL'ATOMO.

Per cambiare la natura dell'atomo non è sufficiente sottrarre elettroni; bisogna modificare la massa e la carica del nucleo. Fino a poco tempo fa tali variazioni si producevano soltanto spontaneamente e soltanto in un piccolo numero di elementi chimici. Anche i mezzi più potenti che l'uomo aveva a sua disposizione, erano insufficienti, poichè agivano solamente sulla corona di elettroni ruotanti.

L'inglese E. Rutherford ebbe la geniale idea di usare le particelle α emesse dal radio o dall'emanazione quali proiettili per «bombardare» alcuni gas, nella speranza che il proiettile lanciato colpisse il nucleo dell'atomo bombardato e ne determinasse l'esplosione. Trattandosi di bersagli piccolissimi e di proiettili ancor più piccoli si comprende come, sparando alla cieca, la probabilità di far centro fosse minima. Ad ogni modo ciò è possibile e Rutherford, bombardando l'azoto con particelle α, riuscì per primo a trasformare lo stesso in ossigeno e in idrogeno. Le ricerche continuarono allora febbrilmente. Ad esse si dedicarono fisici di fama mondiale quali Curie-Joliot, Chadwick, Cockcroft, Walton, Van der Graaff, Lawrence; Fermi, Segrè, Amaldi e Pontecorvo; Meitner e Hann; per non citare che i più famosi.

Si usarono come proiettili anche i protoni e i neutroni che furono scagliati contro i nuclei da disintegrare con velocità elevatissime, ottenute con speciali accorgimenti e con differenze di

(1) A. S. EDDINGTON - *Nuove vie della scienza* (vers. dall'inglese di A. M. Dell'Oro) - Hoepli, ed., Milano, 1936.

potenziale di alcuni milioni di volt.

In questi ultimi 15 anni si arrivò a constatare che gli atomi di alcuni elementi, opportunamente soggetti all'azione dei raggi α, divengono radioattivi e che taluni, quali l'alluminio, il berillio, il magnesio, il boro e il sodio, mantengono tale radioattività anche quando viene a cessare la causa del loro eccitamento.

Il boro, ad esempio, continua l'irraggiamento per circa mezz'ora, al termine della quale si è tutto trasformato in un altro elemento. Si è dunque riusciti a creare una radioattività artificiale, durevole, nella materia. Infatti l'atomo bombardato organizza il proprio edificio atomico in modo instabile, cosicchè diviene una specie di radio artificiale. Questo nuovo fatto ha certamente grandissima importanza.

A Roma, i fisici italiani Fermi, Amaldi e i loro collaboratori, bombardando con neutroni alcuni elementi ebbero agio di osservare come gli elementi stessi aumentassero in misura notevole la loro attività (anche 40 volte) se circondati da acqua o paraffina. Poichè l'elemento comune a queste due sostanze è l'idrogeno, che ha il nucleo costituito da un solo protone (di massa uguale ad un neutrone), i fisici di Roma dopo ripetute esperienze spiegarono il fenomeno ammettendo che i neutroni diretti contro tali elementi urtassero contro i protoni dei nuclei di idrogeno, perdendo velocità ed acquistando nuove, particolari caratteristiche. I neutroni rallentati in tal modo furono detti « neutroni lenti ». Essi, come ho detto, hanno una efficacia particolare nel produrre elementi radioattivi artificiali.

Un altro risultato delle ricerche di questi ultimi anni è stato quello di ammettere che esista una trasformazione della materia in energia raggiante e viceversa. Secondo la teoria della relatività, un grammo di materia dovrebbe dissolversi fornendo un'energia pari a ben $9 \cdot 10^{20}$ erg. Se si potrà un giorno regolare a nostro piacere questa trasformazione, quel giorno un transatlantico di 55.000 tonn., quali erano il Rex e il Normandie, potrà effettuare il viaggio Europa-America e ritorno consumando meno di un grammo di materia.

* * *

Conclusioni? Non è il caso di farne. Per ora solo Hiroschima e Nagazaki conoscono il segreto dell'enorme, incontrollabile violenza dell'energia atomica.

*

NOTA.

A quanti volessero approfondire le loro cognizioni in materia, consiglio vivamente, oltre i testi di fisica e i testi specializzati, un altro volume edito da Hoepli nel 1936 e ristampato nel 1943: G. AMALDI - L. FERMI: *Alchimia del tempo nostro.*

Rassegna della stampa tecnica

Lenox R. Lohr - Television Broadcasting

pubblicato da McGraw-Hill nel 1940 - pagg. 270.

È una visione panoramica di tutti i vari problemi che si presentano durante le fasi di progetto, di installazione e di manutenzione di una stazione di Televisione. La materia è stata così suddivisa:

La televisione e le sue relazioni con la società.

I sistemi di televisione.

Considerazioni varie sui programmi di televisione, sugli studi di trasmissione.

Trasmissioni da fuori gli studi e trasmissione di film.

Problemi per le reti di distribuzione dei programmi televisivi, e relative considerazioni di indole finanziaria e di carattere legale, in funzione delle vigenti disposizioni legislative.

A. Hind - Frequency modulation

pubblicato da McGraw-Hill nel 1942 - pagg. 380.

È una delle più interessanti pubblicazioni al riguardo sebbene non rappresenti una trattazione completa di questo vastissimo ed interessantissimo campo.

L'opera consta dei seguenti 5 capitoli:

Relazioni fondamentali per i sistemi a modulazione di frequenza, di fase e di ampiezza.

Apparati ausiliari impiegati nei sistemi a modulazione di frequenza.

Trasmettitori per modulazione di frequenza.

Ricevitori per modulazione di frequenza.

Aerei per trasmettitori e ricevitori.

Terman - Radio Engineering Handbook

pubblicato da McGraw-Hill nel 1943 - pagg. 1018.

Interessantissimo volume, molto curato dal punto di vista tecnico e presentato in ottima veste tipografica.

Consta delle seguenti 13 *sezioni*:

1°) Tavole, relazioni matematiche etc.
2°) Elementi di circuiti.
3°) Teoria dei circuiti.
4°) Tubi a vuoto ed elettronica.
5°) Tubi a vuoto ed amplificatori.
6°) Oscillatori.
7°) Modulazione e demodulazione.
8°) Sistemi di alimentazione.
9°) Trasmettitori radio e ricevitori.
10°) Propagazione delle onde radio.
11°) Antenne.
12°) Radio come aiuto per la navigazione.
13°) Misure.

Segue un indice per autori ed uno per materie.

Ogni argomento è trattato in forma esauriente e chiarissima. L'ultima sezione ad esempio è trattata secondo il seguente schema:

Costanti nei circuiti per basse frequenze;

Costanti nei circuiti per alte frequenze;

Misure di tensione, corrente e potenza;

Misure di forma di onda e di fase;

Misure di frequenza;

Caratteristiche dei tubi elettronici;

Misure sugli amplificatori a radio e video frequenza;

Misure sulla modulazione;

Misure di intensità di campo e di onde radio.

Molto concisi, ma completi e rispecchianti l'indirizzo della tecnica moderna i capitoli sulla reazione negativa, sulla propagazione delle radio-onde e sulle antenne.

Ing. V. PARENTI.

NOTIZIARIO INDUSTRIALE

La « NOVA » ha iniziato la costruzione in serie del gruppo AF tipo P modello 1 a variazione di permeabilità per 5 campi d'onda, che qui riportiamo.

OM_1 520-920 kHz (578-325 metri)
OM_2 8990-1600 kHz (335-187) metri
OC_1 5,5-8,4 MHz (54,5-35,8 metri)
OC_2 8,3-13 MHz (36,2-23,1 metri)
OC_3 12,7-20 MHz (23,5-15 metri)

Il gruppo P1 rappresenta un risultato significativo nel campo delle radiocomunicazioni, in quanto consente di migliorare notevolmente il rendimento dello stadio variatore, di semplificare la costruzione dell'apparecchiatura e quindi di diminuire il costo di essa.

Prossimamente daremo notizia dei requisiti di esso riportando una serie di prove tecniche eseguite nei nostri laboratori.

CONSULENZA

Come abbiamo annunciato nel numero scorso, la Direzione de " l' antenna „ è venuta nella determinazione di riprendere il servizio di consulenza per gli abbonati e per i lettori della Rivista, essendo cessate le condizioni di emergenza che ne avevano causato la sospensione.

Questa rubrica è a disposizione di tutti i lettori, purchè le loro domande, brevi e precise, riguardino problemi di interesse generale o apparecchi da noi descritti.

Agli abbonati si risponde gratuitamente su questa rubrica, coloro che non lo sono dovranno accompagnare ogni richiesta da 50 lire.

Per consulenze di carattere particolare, traduzioni, ecc. prezzo da convenirsi volta per volta.

G Ter 6600 - Sig. Francesco Spini

Colle Aperto, 2 - Bergamo

Quali miglioramenti possono introdursi in un ricevitore a reazione per onde medie, con tubi WE34, WE35 e WE54?

Le soluzioni comprendono un numero notevole di casi. Tra essi ricordiamo:

1) Ampliamento del numero dei campi d'onda. Lo scopo può ottenersi con il circuito riportato nella fig. 1. Adoperando un supporto d'innesto delle bobine a cinque contatti e predisponendo convenientemente i collegamenti relativi, si può coprire un campo d'onda compreso fra 13 e 2000 metri, con un condensatore di accordo da 80 pF per le onde corte e un condensatore da 340 pF, in parallelo ad esso per le onde medie e lunghe.

2) Uso di un tubo WE21 (AK1) o WE32 (AK2) per la conversione delle frequenze portanti ricevute. Il tubo WE34 può funzionare come rivelatore per caratteristica di griglia. Una modifica in questo senso consente di ottenere notevoli miglioramenti di sensibilità e selettività ed è senz'altro consigliabile quando il trasformatore di alimentazione è in grado di alimentare un terzo tubo. Occorre far uso di un variabile doppio ad aria per lo stadio di conversione delle frequenze incidenti. Inoltre fra il tubo WE21 (o WE32) è necessario interporre un trasformatore di media frequenza. Gli indici di sensibilità e di selettività possono essere migliorati predisponendo un conveniente grado di reazione nello stadio rivelatore. Lo schema elettrico del circuito e i dati di costruzione delle induttanze sono riportati nella fig. 2.

3) Uso di un tubo WE21 (o WE32) per la conversione di determinate frequenze portanti. Si realizza così un ricevitore ad accordo automatico, particolarmente conveniente per ricevere le più vicine stazioni ad onde medie. Lo schema elettrico è quello riportato

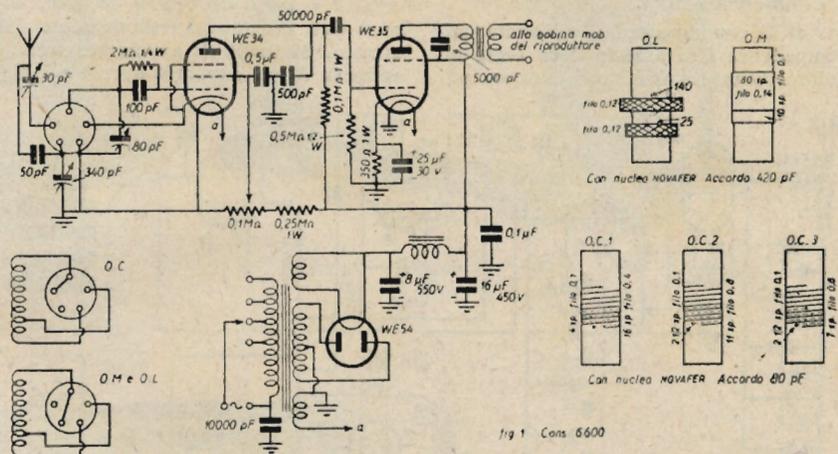
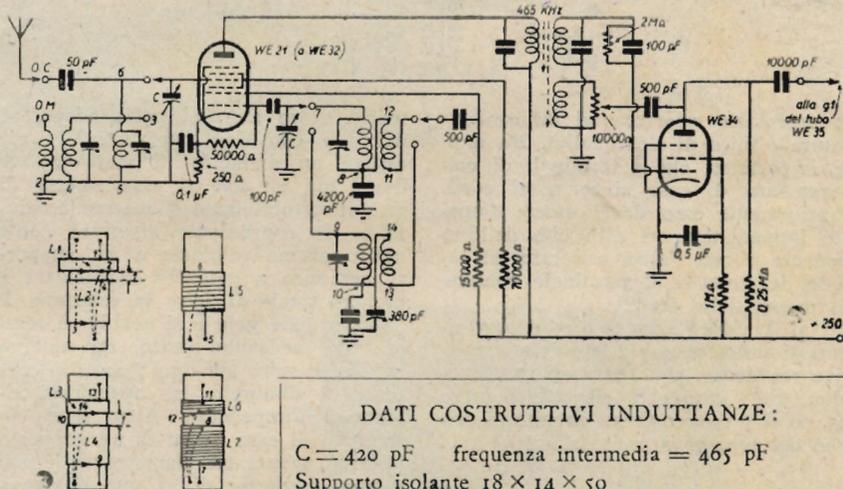



fig 2 Cons 6600

DATI COSTRUTTIVI INDUTTANZE:

C = 420 pF frequenza intermedia = 465 pF
Supporto isolante 18 × 14 × 50
Nucleo ferromagnetico « NOVAFER »

L 1 = 400 spire; filo rame 0,14 sm. (a nido d'ape)
L 2 = 136 spire; filo litz 20 × 0,5
L 3 = 43 spire; filo rame 0,14 sm.
L 4 = 92 spire; filo litz 20×0,05
} λ = 190 ÷ 580 mt.

L 5 = 9 5/6 spire; filo rame 0,6 sm.
L 6 = 5 3/4 spire; filo rame 0,14 sm.
L 7 = 8 3/4 spire; filo rame 0,6 sm.
} λ = 16 ÷ 52 mt.

nella fig. 3. Adottando per *L1* e per *L2* i valori costruttivi riportati nello schema di cui sopra, si può determinare il valore delle corrispondenti capacità di accordo, applicando l'espressione del Thomson:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f^2 L}$$

nella quale f è la frequenza di lavoro della stazione che si vuol ricevere.

G Ter 6601 - Sig. Amedeo Castello

Siculiana (Agrigento)

Chiede precisazioni circa un apparecchio tascabile costruito dall'elettrotecnico Rinaldi di Roma, la cui fotografia fu riportata sul N. 1, 1940 de « l'antenna » (pag. 18). Domanda inoltre come ottenere le riviste tecniche straniere.

Non è possibile dare alcuna notizia dell'apparecchio, perchè non vi è modo di rintracciare l'autore di esso. La tecnica moderna consente delle realizzazioni ancor più interessanti e significative. Di qualcuna di esse tratterà prossimamente « l'antenna ».

Circa le riviste tecniche straniere non si ha ancora nulla ufficialmente. Si sono visti in Italia numeri anche recenti di QST, PIRE, Radio News, ecc. Si tratta indubbiamente di copie

messe in giro da militari alleati. Una rassegna della stampa tecnica straniera è svolta su queste pagine e verrà maggormente ampliata non appena si potranno ricevere i periodici interessati.

G Ter 6602 - Sig. B. A.

Acqui.

Chiede alcune precisazioni in merito allo schema del transricevitore di B. Albini, riportato nel N. 17-18 de « l'antenna » 1942.

1) Il condensatore C all'uscita dell'impedenza I di arresto deve avere un valore compreso fra 1.000 e 10.000 pF.

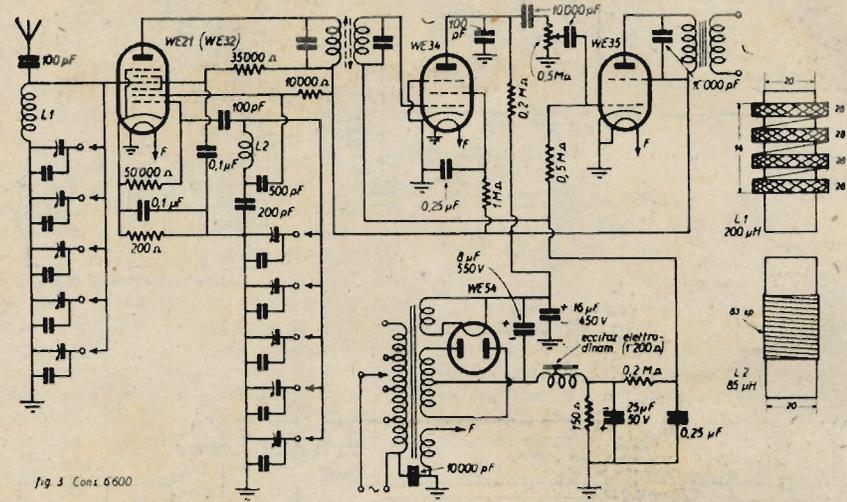
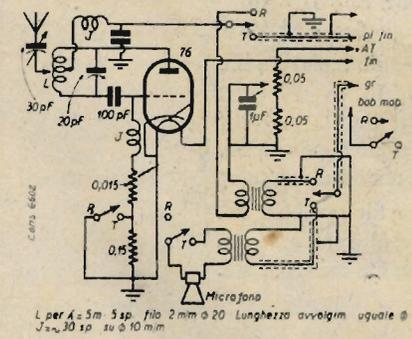



fig. 3 Cons 6600

È necessario ricorrere ad un condensatore a mica di alte qualità. Ha molta importanza che i terminali di collegamento di esso siano assai corti. Praticamente esso dovrà essere disposto immediatamente all'uscita dell'impedenza e con l'altra estremità al catodo del tubo o al terminale comune di massa dello stadio.

2) I valori 0,015 - 0,15 e 0,05 riportati sullo schema a lato delle rispettive resistenze, sono espressi in Megaohm. Si hanno cioè rispettivamente: 15.000 Ω e 150.000 Ω sul circuito di griglia del tubo 76 e 50.000 Ω sul + A.T.

L per λ = 5m 5 sp. filo 2 mm Φ 20 Lunghezza avvolgim. uguale Φ J = 30 sp. su Φ 10 mm

3) 5 sp. di filo 2 mm Φ 20, lunghezza avvolg. uguale al Φ, rappresentano i dati costruttivi dell'induttanza L di accordo e vanno interpretati come segue. Su di un supporto avente un diametro esterno (Φ) di 20 mm si devono avvolgere 5 spire di filo da 2 mm di diametro. È necessario inoltre distanziare ogni spira da quella adiacente, in modo che l'ingombro dell'intero avvolgimento risulti uguale al diametro del supporto, cioè sia di 20 mm.

Aggiungiamo che è conveniente far uso di filo di rame argentato e che il diametro di esso consente di ottenere una notevole rigidità anche senza far uso di supporto isolante. Si adoprerà allora un mandrino avente un diametro di 20 mm e si procederà su di esso alla costruzione dell'induttanza. In seguito, sfilata dal mandrino, essa verrà montata direttamente sui terminali del condensatore variabile di accordo.

4) I = ∽ 30 sp. su Φ 10 mm, sono i dati costruttivi dell'impedenza di arresto. Si tratta di avvolgere circa 30 spire su di un supporto avente un diametro di 10 mm. Si potrà adoperare del filo con due coperture di seta avente un diametro di mm 0,25. Si dovrà qui far uso necessariamente di un supporto isolante di materiale ceramico. È conveniente ricorrere come nello schema originale a un supporto ceramico a gole. Si suddividerà il numero totale di spire in relazione al numero delle gole e si avvolgerà sempre nel medesimo senso, un numero uguale di spire per ogni gola. Ciò consente di diminuire la capacità distribuita dell'impedenza. Altro dato costruttivo di essa è: su di un supporto isolante avente un diametro di 7 mm e una lunghezza di 25 mm si avvolgeranno 50 spire di filo isolato con due coperture di seta (o cotone), avente un diametro di 0,25 mm.

Ricordiamo in proposito che l'impedenza I di arresto deve essere disposta convenientemente in relazione al circuito oscillatorio (con il quale non devono esistere fenomeni di accoppiamento) e alle parti metalliche del telaio (le quali aumentano la capacità distribuita e dànno luogo a fenomeni di assorbimento e di risonanza).

5) Il tubo 76 usato nello schema originale può essere sostituito vantaggiosamente con un tubo espressamente costruito per funzionare alle iperfrequenze. Tra questi ricordiamo il triodo a riscaldamento indiretto (tensione di accensione volt 6,3) tipo 955, costruito anche dalla F.I.V.R.E. In tal caso il circuito rimane sostanzialmente il medesimo.

6) Il circuito in parola non può essere adoperato su di un campo d'onda compreso fra 36 e 45 m. Si è detto *non può*, ma si doveva dire, non è consigliabile. Infatti se teoricamente nulla si oppone a che esso venga modificato in tal senso, praticamente si incontrano importanti difficoltà, particolarmente in ricezione, in quanto il sistema di rivelazione a superreazione non consente una conveniente selettività.

7) Per effettuare una trasmissione telegrafica su onde modulate, occorre disporre di una frequenza di modulazione, che qui non è prevista. Si può invece trasmettere su onde persistenti, collegando il tasto in modo che nella posizione di riposo di esso, il tubo 76 non possa erogare corrente alternata persistente.

Il tasto può essere collegato sul catodo o sul ritorno del circuito di griglia controllo del tubo 76.

COMUNICATO

L'Associazione Radiotecnica Italiana (A.R.I.) annuncia che col gennaio 1946 riprende la propria attività in Viale Bianca Maria, 24 - Milano.

PICCOLI ANNUNCI

Sono accettati unicamente per comunicazioni di carattere personale. L. 5 per parola; minimo 10 parole. Pagamento anticipato.

Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di un annuncio (massimo 15 parole) all'anno.

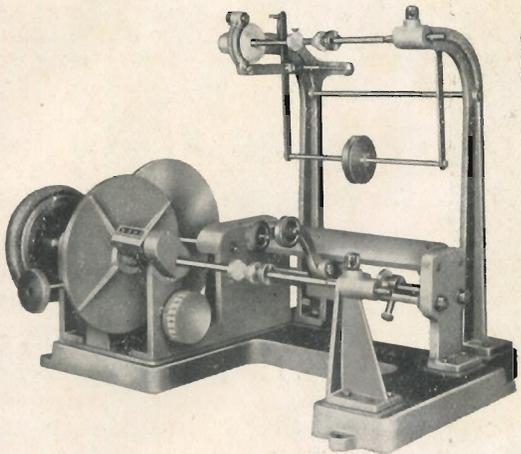
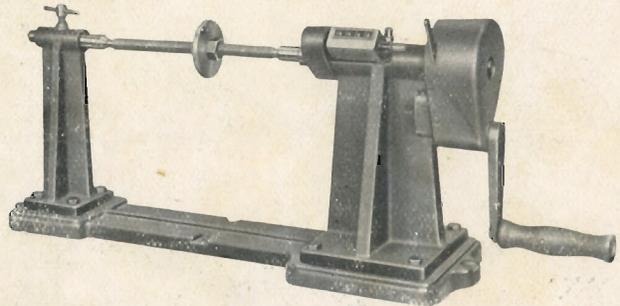
OCCASIONE - Compro istrumenti - materiale elettrico specificando dettagliatamente. - Rossi - Sada, 8 - Tortona.

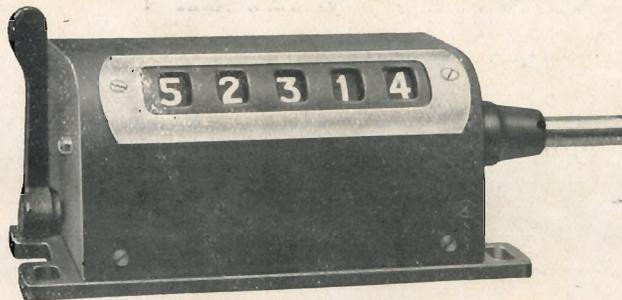
BASE L. 500 ciascuna, miglior offerente vendo annate "*antenna*" ottimo stato dal 1934 al 1943 complete. Indirizzare Mazzini, presso "*antenna*".

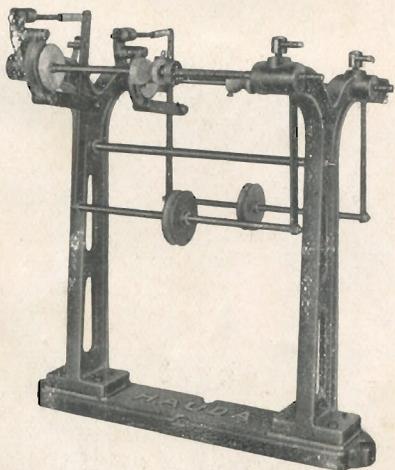
ED. « IL ROSTRO », Via Senato, 24 - Milano

Dott. Ing. SPARTACO GIOVENE *direttore respons.*

Pubblicazione autorizzata del P. W. B.

Tip. ALA - Varese, Via Sempione 10 - Telef. 11-13

Bobinatrice automatica lineare
mod. « Haudeco » 111/45

Bobinatrice lineare a mano - due velocità
mod. « Humano »

PRODUZIONI IN SERIE

GARANZIA 6 MESI

Contagiri a 5 cifre grandi - Mod. « Haudacontax »

Tendifilo pendolare doppio
Brevetto « Hauda »

Raddrizzatore metallico - Volta 24, Amp. 10
Mod. « Haudasincronos »

COSTRUZIONE OFFICINA ELETTROMECCANICA

CHIAVENNA - VIA ROMA N. 40 - 42 - 44 - DIREZIONE E STABILIMENTO
MILANO - VIA FERRANTE APORTI N. 12 - DEPOSITO

HAUDA